

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_



«До захисту допущено»  
Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Сергій ПЕРЕСАДА  
(підпис)

“ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

## Магістерська дисертація

зі спеціальності 141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

освітня програма – електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність

на тему: Максимізація ККД векторно-керованих асинхронних двигунів в усталених режимах

Виконав (-ла): студент (-ка) 2 курсу, групи ЕП-91мп

\_\_\_\_\_ Ошурко Сергій Васильович

(прізвище, ім'я, по батькові)

  
(підпис)

Науковий керівник \_\_\_\_\_ д.т.н., проф., Толочко О. І.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

\_\_\_\_\_ (підпис)

Консультант \_\_\_\_\_

(назва розділу)

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

\_\_\_\_\_ (підпис)


Рецензент \_\_\_\_\_ зав.каф., д.т.н., проф., Шинкаренко В.Ф.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

\_\_\_\_\_ (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент (-ка) \_\_\_\_\_

  
(підпис)

Київ – 2020 р.

**Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність – 141 електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітня програма – електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Сергій ПЕРЕСАДА  
(підпис)

«\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2020 р.

**ЗАВДАННЯ**  
**на магістерську дисертацію студенту**  
**Ошурко Сергій Васильович**

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Максимізація ККД векторно-керованих асинхронних двигунів в усталених режимах

, науковий керівник дисертації Толочко Ольга Іванівна, д.т.н., проф.  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р. № \_\_\_\_\_

2. Строк подання студентом дисертації 11.12.2020

3. Об'єкт дослідження енергетичні показники та перехідні процеси в асинхронному двигуні в широкому діапазоні зміни моменту навантаження.

4. Вихідні дані матеріали переддипломної практики та рекомендована література

5. Перелік завдань, які потрібно розробити. Провести аналітичний огляд методів підвищення енергоефективності асинхронних двигунів, виконати математичний опис об'єкту дослідження, вибрати двигун для дослідження та розрахувати його параметри, розробити систему енергооптимального керування швидкістю АД використовуючи модель втрат в міді та в сталі, дослідити чутливість системи до зміни параметрів АД, розробити модель АД з врахуванням кривої намагнічування, розробити моделі АД з врахуванням втрат в сталі, дослідження розроблені моделі в системі енергооптимального керування у пакеті Simulink програмного середовища Matlab, розробити стартап – проект

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу Функціональна схема електроприводу, Структурні схеми типової моделі двигуна та системи керування, Модель двигуна з врахуванням кривої намагнічування, Чутливість до зміни параметрів АД, Модель АД з врахуванням втрат в сталі, Перехідні процеси типової та енергооптимальної системи.

7. Орієнтовний перелік публікацій Olga I. Tolochko, Danilo V. Kaluhin, Serhiy V. Oshurko, Stephan Palis. Copper and iron losses minimization in the speed vector control of induction motor with field weakening // International Journal of Science "Applied Aspects of Information Technology", Vol. 3 № 2, 2020, Pp. 44-57.

8. Консультанти розділів дисертації\*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 01.09.2020

---

## Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ Аналітичний огляд методів підвищення енергоефективності асинхронних двигунів Формулювання задач дослідження	30.09.2020	
2	Математичний опис об'єкту дослідження, постановка задачі.	5.10.2020	
3	Вибір двигуна та розрахунок параметрів	12.10.2020	
4	Розробка системи енергооптимального керування АД на базі використання моделей втрат міді та в сталі	19.10.2020	
5	Дослідження чутливості методів максимізації ККД, оснований на моделях втрат	26.10.2020	
6	Розробка моделі АД з врахуванням кривої намагнічування	9.11.2020	
7	Розробка моделі АД з врахуванням втрат в сталі	16.11.2020	
8	Дослідження розроблених моделей в системі енергооптимального керування	25.11.2020	
9	Стартап-проект. Економічне обґрунтування технічних рішень	30.11.2020	
10	Висновки Список використаних джерел	2.12.2020	
11	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини проекту	5.12.2020	

Студент



(підпис)

Сергій ОШУРКО

Науковий керівник дисертації


Ольга ТОЛОЧКО

## РЕФЕРАТ

Дипломний проект містить сторінок – 114, рисунків – 30, таблиць – 24 та графічну частину на 6 листах А1.

Виконано аналітичний огляд стратегій оптимізації енергоефективності векторно-керованого асинхронного двигуна. Розроблено математичні моделі асинхронного двигуна в обертовій системі координат орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора з врахуванням ефекту насичення основного магнітного кола, а також модель, що враховує втрати від вихрових струмів та втрати на гістерезис. Виконано синтез систем однозонного векторного керування швидкістю асинхронного двигуна. Знайдено аналітичні залежності потокозчеплення ротора та ортогональних складових струму статора від електромагнітного моменту та швидкості двигуна з умов мінімізації сумарних втрат електроенергії у міді та сталі. Розроблену структурну схему енергооптимальної системи регулювання швидкості асинхронного двигуна, яка забезпечує не тільки бажані енергетичні показники, але й високу якість перехідних процесів.

АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ,  
ЕНЕРГООПТИМАЛЬНЕ КЕРУВАННЯ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ,  
ВТРАТИ В МІДІ, ВТРАТИ В СТАЛІ, ЕФЕКТ НАСИЧЕННЯ.


					141.5121.006.МД			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Ошурко С. В.			Максимізація ККД векторно-керованих асинхронних двигунів в усталених режимах  Реферат	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Толочко О.І.					5	114
						КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф. АЕМС-ЕП, гр. ЕП-91мп		
Н. Контр.		Ковбаса С. М.						
Затверд.		Пересада С. М.						

## SUMMARY

Diploma project contains pages - 114, drawings - 30, tables - 24 and graphic part on 6 sheets A1.

An analytical review of energy efficiency optimization strategies for a vector-controlled induction motor is performed. Mathematical models of an induction motor in a rotating coordinate system oriented by the rotor flux vector taking into account the saturation effect of the main magnetic circuit, as well as a model that takes into account eddy current losses and hysteresis losses. The synthesis of single-zone vector speed control systems for an induction motor is performed. Analytical dependences of rotor flux coupling and orthogonal components of stator current on electromagnetic moment and motor speed from the conditions of minimization of total electricity losses in copper and steel are found. The structural scheme of the energy-optimal system of speed control of the induction motor which provides not only desirable power indicators, but also high quality of transients is developed.

INDUCTION MOTOR, VECTOR CONTROL, ENERGY OPTIMAL CONTROL, MATHEMATICAL MODEL, IRON LOSSES, FREQUENCY CONVERTER, MAGNETIZATION CURVE.

					<h1>141.5121.006.МД</h1>			
		№ of document	Signature	Date				
		S. Oshurko			Efficiency maximization of vector-controlled induction motors in steady state.  Summary	Lit.	Page	Pages
Checked by		O. Tolochko					6	114
N. Contro.		M. Kovbasa				NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", FEA, gr. EP-91mp		
		S. Peresada						

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	10
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД.....	14
1.1 Системи частотного керування.....	14
1.2 Стратегії мінімізації втрат в асинхронних двигунах .....	20
1.2.2 Метод половинного ділення.....	23
1.2.3 Тернарний пошук.....	24
1.2.4 Метод золотого перетину .....	25
1.3 Висновки до розділу .....	28
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АД ТА СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ....	29
2.1 Математичний опис АД без урахування втрат в сталі, поверхневого ефекту, насичення магнітної системи основним потоком і потоками розсіювання.....	29
2.2 Синтез системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна.....	34
2.3 Висновки до розділу .....	36
3 РОЗРОБКА СИСТЕМ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОГО КЕРУВАННЯ АД НА БАЗІ ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛЕЙ ВТРАТ У МІДІ ТА В СТАЛІ.....	37
3.1 Аналіз втрат в асинхронному електроприводі.....	37
3.2 Вибір двигуна та розрахунок його параметрів .....	40
3.3 Синтез алгоритму формування енергооптимального поточкозчеплення.....	43
3.4 Дослідження чутливості енергооптимального алгоритму керування швидкістю АД до зміни параметрів двигуна.....	48
3.5 Висновки до розділу .....	54

4 РОЗРОБКА МОДЕЛІ АД З УРАХУВАННЯМ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ.....	55
4.1 Виведення моделі з урахуванням кривої намагнічування.....	55
4.2 Дослідження розробленої моделі двигуна з урахування нелінійності магнітного кола.....	64
4.3 Висновки до розділу .....	70
5 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АД З УРАХУВАННЯМ ВТРАТ В СТАЛІ ТА НАСИЧЕННЯ МАГНІТНОЇ СИСТЕМИ.....	72
5.1 Розробка моделі АД з врахуванням втрат в сталі .....	73
5.2 Дослідження моделі АД з врахуванням втрат в сталі .....	83
5.3 Висновки до розділу .....	86
6 СТАРТАП ПРОЕКТ .....	87
6.1 Маркетинговий аналіз .....	87
6.2 Технологічний аудит ідеї проекту .....	91
6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту .....	92
6.4 Розроблення ринкової стратегії проекту .....	98
6.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту .....	100
6.6 Висновки до розділу .....	101
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	102
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	104
ДОДАТОК А .....	108
ДОДАТОК Б.....	112



## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АД – асинхронний двигун

ДПС – двигун постійного струму

ЕП – електропривод

ЗІ – задатчик інтенсивності

СДПМ - синхронний двигун с постійними магнітами;

ПФ – передаточна функція

ККД – коефіцієнт корисної дії

ПЧ – перетворювач частоти

СВК – система векторного керування

SC – search control

SSC – simple state control

LMC – loss model control

## ВСТУП

**Актуальність роботи.** Асинхронний двигун (АД) на теперішній час є найбільш поширеним серед електричних двигунів, які використовуються у промисловості, транспорті, побутовій техніці тощо. Цьому сприяють надійність конструкції двигуна, низька вартість технічного виготовлення, обслуговування та ремонтних робіт. Особливо це стосується двигунів з короткозамкнутим ротором, у яких на відміну від двигунів постійного струму (ДПС) відсутній колекторно-щітковий апарат. Така особливість надає можливість використання АД у вибухонебезпечних умовах (шахти, хімічні підприємства і т.і.).

Проте в АД також присутні і недоліки. ККД асинхронного двигуна зменшується при роботі з малим навантаженням. Максимальна енергоефективність багатьох АД відповідає їх роботі з моментом навантаження, який приблизно дорівнює 70% від номінального.

В останній час практично у всіх сферах життєдіяльності все більшого значення набувають питання енергоефективності. Звичайно, що це стосується і електроприводів, особливо електроприводів механізмів електроємних виробництв та електроприводів з автономним живленням (наприклад, електричних транспортних засобів), в яких зменшення теплових втрат електроенергії допоможе збільшити час перебігу без підзарядки автономного джерела.

Зменшення теплових втрат енергії в електроприводі можливо як на етапі проектування двигуна та керованих перетворювачів електроенергії, так і на етапі синтезу системи керування. Сучасні АД мають досить великий коефіцієнтом корисної дії (ККД) при роботі у номінальному режимі але при відхиленні координат електроприводу від номінальних його енергоефективність погіршується. До того ж якість конструювання АД обмежуються капітальними затратами. Тому все більшої актуальності

набувають питання підвищення енергоефективності шляхом застосування методів оптимального керування.

Відомо, що АД використовують більше 60% від всієї виробленої електроенергії. Переважна їх більшість використовуються в системах водопостачання, опалення, вентиляції та кондиціонування повітря. Електроприводи так званих турбомеханізмів зазвичай працюють у довготривалому режимі і не пред'являють високих вимог до якості перехідних процесів. Для них використовують або скалярне частотне керування, або взагалі пристрої плавного пуску (SoftStarter). В системах зі скалярним частотним керуванням можуть бути застосовані прості методи оптимізації ККД. Для електроприводів, які працюють у напруженому повторно короткочасному режимі, все частіше застосовують системи векторного керування. Реалізація алгоритмів підвищення ККД в таких системах стає більш складною, але й ефект від їх застосування також стає більш істотним.

Тому найбільш цікавим електромеханічним об'єктом з точки зору підвищення енергоефективності є АД у складі системи векторного керування.

Існує багато методів досягнення цієї мети, але деякі з них приводять до збільшення коливальності перехідних та відповідно до зменшення запасу стійкості

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Магістерська дисертація виконана на кафедрі «Автоматизації електромеханічних систем та електроприводу» Національного технічного університету України «КПІ ім. Ігоря Сікорського» у відповідності до одного з наукових напрямків робіт кафедри. Тема роботи погоджена з планом підготовки магістрів.

**Мета роботи і задачі досліджень.** Метою роботи є розробка системи оптимального керування векторно керованим асинхронним двигуном з умов мінімізації сумарних втрат у міді та у сталі двигуна без підвищення коливальності перехідних процесів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі задачі:

1. Проаналізувати види втрат електроенергії в асинхронних електроприводах та методи їх мінімізації.
2. Розробити математичні моделі АД, які б враховували криву намагнічування та втрати в сталі.
3. Вивести аналітичні залежності потокозчеплення від електромагнітного моменту та швидкості двигуна з умов мінімізації сумарних втрат у міді та сталі.
4. Розробити структурну реалізацію систем однозонного керування швидкістю АД з використанням виведених аналітичних залежностей.
5. Виконати порівняння типової системи векторного керування асинхронного двигуна і системи векторного керування з мінімізацією втрат методом математичного моделювання.
6. Зробити висновки за отриманими результатами.

**Об'єктом досліджень** є перехідні та усталені процеси регулювання швидкості і енергетичні показники в системах асинхронного електроприводу в широкому діапазоні зміни моменту навантаження.

**Предметом дослідження** є однозонні системи векторного керування швидкістю асинхронного електродвигуна з мінімізацією теплових втрат в обмотках та магнітопроводі.

**Методи досліджень.** В роботі застосовано методи аналізу та синтезу систем автоматичного керування, методи теорії оптимального керування, методи енергоефективної оптимізації, основані на моделях втрат (*Model-Based Approaches*) методи диференціального та інтегрального числення та структурного математичного моделювання.

**Наукова новизна** полягає у новій структурній реалізації системи однозонного векторного керування швидкістю АД з застосуванням стратегій «максимальний момент на ампер» та «мінімізація втрат в сталі», яка відрізняється від загально прийнятих систем наявністю контуру потокозчеплення ротора, завдання на яке формується у функції

електромагнітного моменту двигуна та його швидкості за лінійним або за експоненціальним законами.

**Практичне значення отриманих результатів** полягає у можливості підвищення ККД електроприводу на базі асинхронного двигуна в усталених режимах шляхом запропонованої модернізації системи керування.

**Структура й обсяг роботи.** Дипломний проект складається зі вступу, шести розділів, висновків, списку літератури із 38 літературних джерел, а також 2 додатків. Повний обсяг роботи складає – 114 сторінок. У роботі наведено 30 рисунків, 24 таблиці.

#### **Публікації.**

Результати роботи опубліковано в англomовній статті на 14 стор. у журналі, який віднесено до фахових видань України:

Olga I. Tolochko, Danilo V. Kaluhin, Serhiy V. Oshurko, Stephan Palis. Copper and iron losses minimization in the speed vector control of induction motor with field weakening // International Journal of Science "Applied Aspects of Information Technology", Vol. 3, № 2, 2020, Pp. 44-57. URL: <https://aait.opu.ua/>

За результатами магістерської дисертації підготовлено роботу на тему «Мінімізація втрат у міді та в сталі векторно-керуваних асинхронних двигунів при двозонному регулюванні швидкості» на конкурс науково-дослідних робіт студентів у м. Кам'янське, яка отримала диплом переможця.

## 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

Майже всі технологічні процеси на виробництві вимагають регулювання швидкості або моменту. Вимоги до якості керування задаються самим технологічним процесом. Якщо потужний двигун працює тривалий час з малими навантаженнями, то питання максимізації ККД в усталених режимах є надзвичайно актуальним, тому що навіть невелике його підвищення приведе до значної економії електроенергії. Це стосується зокрема, вантажопідйомних механізмів, які можуть переміщувати як максимально припустимий вантаж, так і зовсім пустий переміщувальний орган (наприклад, кабіна ліфта), а також транспортних механізмів, у яких момент навантаження залежить від кута нахилу шляху.

До початку виконання досліджень необхідно виконати аналітичний огляд типових систем керування АД та існуючих стратегій оптимального енергоефективного керування

### 1.1 Системи частотного керування

В частотно-регульованих системах електроприводу використовується як скалярне так і векторне керування. Вибір того чи іншого виду буде залежати від вимог до електроприводу. Для електроприводів з високими динамічними показниками варто використовувати частотне векторне керування, а наприклад для приводів вентиляторів, насосів – скалярне. Класифікація систем частотного керування зображена на рис. 1.1. На ньому позначено: *DSC* – *direct self control*, *SVC* – *space vector modulation*, *FOC* – *field-oriented control*.

При скалярному частотному керуванні регулюються тільки середньоквадратичні або амплітудні значення синусоїдальних сигналів. Найчастіше (у розімкнених система) керування відбувається тільки за рахунок зміни частоти та амплітуди напруги статора за певним законом.



Рисунок 1.1 –Види частотного керування АД

Скалярні закони частотного керування забезпечують тільки перехід з одного усталеного режиму в інший в залежності від величини частоти живлення та при зміні навантаження. Якість перехідних процесів залежить від параметрів двигуна і може бути якою завгодно. В загальному випадку перехід з однієї усталеної швидкості на іншу супроводжується коливаннями електромагнітного моменту.

Найбільш популярний закон скалярного керування (закон Костенко) полягає в підтримці постійного відношення напруги статора до частоти її живлення.

Швидкість холостого ходу двигуна

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p} \quad (1.1)$$

пропорційна частоті статора  $f_1$  і не залежить від інших величин. Але, змінюючи  $f_1$ , слід регулювати і амплітуду напруги, Від якої залежить величина критичного та пускового моментів. Наприклад, при зменшенні  $f_1$  для збереження магнітного потоку номінальному рівні відповідно до

$$\Phi \sim \frac{E_1}{f_1}, \quad (1.2)$$

слід змінювати  $E_1 \approx U_1$  так, щоб

$$\frac{U_1}{f_1} = const. \quad (1.3)$$

Для намотувальних механізмів, у яких момент навантаження змінюється у функції швидкості за гіперболічним законом використовують закон керування

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const, \quad (1.4)$$

який забезпечує постійну потужність АД з послабленням магнітного потоку і відповідно зі зменшеними значеннями критичного та пускового моментів.

Закон

$$\frac{U_1}{f_1^2} = const \quad (1.5)$$

застосовують для турбомеханізмів (вентилятори, насоси тощо), для яких характерним є так зване «вентиляторне навантаження», абсолютна величина якого пропорційна квадрату швидкості  $M_c \sim \omega^2$ . У цьому разі критичний момент двигуна зменшується у такій же пропорції, тобто  $M_k \sim \omega^2$ , завдяки чому зменшується магнітний потік та споживання реактивної енергії.

Переваги такі:

- висока стабільність швидкості в робочому діапазоні;
- відносна простота системи керування
- плавне регулювання.

Недоліки скалярного частотного керування:

- малий діапазон регулювання швидкості (10:1).
- підвищена коливальність перехідних процесів.

При векторному керуванні можливо регулювати стан намагнічування та електромагнітний момент двигуна незалежно одне від одного шляхом створення на основі моделі АД в ортогональних системах координат,



орієнтованих за потокозчепленням ротора, потокозчепленням намагнічування або за потокозчепленням статора двоканальної системи керування, аналогічної системі двозонного керування швидкості ДПС з незалежним збудженням.

Автором векторного потокоорієнтованого керування (*FOC – Field Oriented Control*) керування, заснованому на теорії узагальненої електричної машини, є німецький вчений доктор *F. Blaschke*, який, працюючи на фірмі *Siemens*, уперше опублікував свої результати у 1971 р. [1]. Проте практична реалізація цього методу розпочалася тільки після появи на ринку якісних силових перетворювачів частоти та потужних і швидкодіючих процесорів, здатних обробляти в реальному часі великі цифрові масиви інформації. В даний момент векторне керування широко використовується не тільки для АД, а й у системах керування синхронними двигунами (СД), зокрема синхронними двигунами з постійними магнітами (СДПМ), і навіть генераторами змінного струму.

Такі системи позбавлені недоліків систем скалярного частотного керування [2], але є значно складнішими в практичній реалізації, оскільки виникає необхідність у використанні більшої кількості датчиків, вищі вимоги до точності вимірювань, а також необхідно використовувати потужні, швидкодіючі сигнальні процесори з високим рівнем завадозахищеності. До того ж ці системи є чутливими до параметричних збурень АД, що потребує розробки методів параметричної ідентифікації в *online*-режимі.

Основні переваги векторного керування [3], [4], [5]:

- плавний старт і плавне обертання двигуна у всьому діапазоні частот;
- висока точність регулювання швидкості;
- збільшений діапазон регулювання швидкості;
- висока точність стабілізації швидкості;
- знижені теплові втрати за рахунок відсутності коливання електромагнітного моменту;
- упорна механічна характеристика;

-відсутність режиму звалювання.

Полеорієнтоване керування *FOC* (англ. *field oriented control*), запропоноване в 1971 році Блашке і Хассе [6], основане на математичному описі АД в обертовій системі координат, орієнтованій за потокозчепленням ротора, по аналогії з механічно комутованим колекторним двигуном постійного струму.

Пряме керування моментом (*DTC* – *Direct Torque Control*) є окремим випадком векторного керування, синтез якого виконано на основі моделі АД в системі координат, орієнтованій за потокозчепленням статора.

Метод *DTC* був запатентований Манфредом Депенброком у США та в Німеччині. Останній патент був поданий 20 жовтня 1984 р., Обидва патенти назвали прямим самокеруванням (*DSC* – *Direct Self Control*). Однак Ісао Такахасі та Тошіхіко Ногучі описали подібну методику керування, яку назвали *DTC*, у статті, представлений у вересні 1984 р. і в статті *IEEE*, опублікованій наприкінці 1986 р. Таким чином, інновація *DTC*, як правило, приписується всім трьом особам.

Єдина різниця між *DTC* і *DSC* – це спосіб керування вектором потоку: у першому випадку цей вектор описує квазікруглу траєкторію, а у другому – шестигранну, так що частота перемикання *DTC* вище, ніж *DSC*. Відповідно *DTC* спрямовано на приводи низької та середньої потужності, тоді як *DSC* зазвичай використовується для приводів великої потужності.

З моменту впровадження в середині 1980-х років *DTC* використовуються переважно завдяки простоті та дуже швидкій реакції крутного моменту та потоку. Перші великі успішні комерційні продукти *DTC*, розроблені фірмою *ABB* були застосовані наприкінці 1980-х років для німецьких дизель-електричних локомотивів.

Методи *DTC* для СДПМ зі вбудованими магнітами (*IPMSM*) були запроваджені наприкінці 1990-х, а для синхронних реактивних двигунів (*SynRM*) – у 2010-х.

Основними причинами, що спонукали одну з провідних фірм світу у виробництві електроприводів до впровадження нового принципу керування, були недоліки *FOC*, які полягають у високій складності обчислювальних алгоритмів, зокрема у необхідності координатних перетворень.

Метод прямого керування моментом полягає у виборі вектору напруги для одночасного керування і моментом і потокозчепленням статора. Виміряні струми статора і напруга інвертора використовується для оцінки потокозчеплення статора і моменту. Оцінені значення порівнюються з сигналами керування за допомогою гістерезисного компаратора. Потрібний вектор напруги статора АД вибирається з таблиці включення на основі оцифрованих похибок потокозчеплення і моменту, згенерованих гістерезисним компаратором, а також виходячи з сектору положення вектору потокозчеплення статора, отриманого з його кутової орієнтації. Отже, імпульси для керування силовими ключами інвертора генеруються шляхом вибору потрібного вектору з таблиці.

Технологія *DTC* має такі властивості:

- висока швидкодія контурів моменту та потокозчеплення статора;
- втрати від перемикання мінімізовані, оскільки транзистори перемикаються лише тоді, коли це необхідно для утримання крутного моменту та потоку в межах ширини гістерезису;
- відсутність перерегулювань у перехідних характеристиках;
- всі обчислення виконуються у стаціонарній системі координат;
- гістерезисний компаратор безпосередньо визначає сигнали керування перемикачем;
- немає регуляторів струмів та координатних перетворювачів, тобто нічого не треба налаштовувати
- частота комутації транзисторів не є постійною;
- потік ідентифікується за першим імпульсом струму

- процесор повинен бути дуже швидким (період квантування 10-30 мікросекунд, щоб запобігти великих відхилень потоку та крутного моменту за межі допусків;
- обсяг необхідних обчислень невеликий через простоту алгоритму;
- для усунення завад не можна використовувати фільтр низьких частот, оскільки фільтрація викликає затримки, що руйнує гістерезисне керування;
- на високих швидкостях метод не чутливий до будь-яких параметричних збурень двигуна, однак на низьких швидкостях похибка опору статора, яка використовується при оцінці потоку статора, стає критичною;
- необхідність більш високої частоти дискретизації (до 40 кГц порівняно з 6-15 кГц для *FOC*), що призводить до більших втрат при перемиканні в інверторі;
- високі пульсації крутного моменту.

Все ж таки, на теперішній час, найбільш розповсюдженою системою векторного керування слід вважати *FOC*-системи.

## 1.2 Стратегії мінімізації втрат в асинхронних двигунах

Методи енергооптимального керування асинхронним двигуном ділять на такі групи: прості методи для систем скалярного керування (*Simple State Control* – *SSC*) [10], методи, основані на моделях втрат (*Loss Model Control* – *LMC*) та пошукові методи (*Search Control* – *SC*). Багато авторів розрізняють лише два типи (*SC* і *LMC*), та *SSC* можна розглядати як різновид *LMC*, тільки у більш простій формі.

***Loss Model Control*** – метод в якому, для енергооптимального керування двигуном використовується модель втрат. Він полягає в обчисленні втрат за формулами і виборі оптимального потоку або оптимального співвідношення компонент струму статора, при яких втрати будуть мінімальні. Система керування визначає оптимальний потік, на основі отриманої інформації про швидкість і струми статора двигуна.

Контролер використовуючи зворотні зв'язки та енергоефективний алгоритм керування формує відповідне завдання двигуну для роботи в точці де втрати мінімальні. Такі системи є швидкодіючими, оскільки закон енергооптимального керування обчислюється за відомими аналітичними виразами. Час реагування системи на зміну моменту залежить від способу реалізації алгоритмів. Недоліком цього методу є те, що деякі з формул втрат є емпіричними, а параметри, що входять до цих формул, важко розрахувати або визначити експериментально. Моделювання втрат потужності та розрахунок оптимальних умов роботи значно ускладнюються при врахуванні ефекту насичення сталі. Ця стратегія також чутлива до варіацій параметрів двигуна.

***Search Control*** – метод, в якому оптимізації енергоефективності здійснюється в режимі реального часу [12] [13] [14]. Потокотзчеплення статора або ротора поступово зменшується або збільшується доти, поки відношення вимірної вихідної потужності до вхідної (ККД) не буде відповідати максимально можливому значенню. Пошук оптимального потокотзчеплення може здійснюватися методом половинного ділення, золотого перерізу, хорд і т.д.

Пошукова *on-line* максимізація ККД, є дуже цікавою. Данна стратегія має важливу перевагу в порівнянні з іншими методами енергооптимального керування. Вона абсолютно нечутлива до зміни параметрів двигуна, в той час як даний недолік, дуже виражений в двох інших стратегіях. Окрім переваг таких методів, існують і недоліки. При малому навантаженні та роботі в точці мінімальних втрат, потік машини настільки малий, що двигун стає дуже чутливий до збурень моменту. Тому для того, щоб уникнути коливань, вхідна потужність повинна бути точно виміряна. Також існують певні труднощі в налаштуванні алгоритму та його реалізації. З цих причин даний метод мало коли використовується в промислових електроприводах.

Фактично всі одновимірні пошукові методи, які використовують на практиці, засновані на припущенні, що досліджувана функція на допустимому відрізку має властивість унімодальної функції, тобто існує єдина точка

мінімуму  $x^*$ , і що  $f(x)$  строго спадає для  $x \leq x^*$  і строго зростає для  $x \geq x^*$ . Корисність цієї властивості полягає в тому, що для унімодальної функції  $f(x)$  порівняння значень  $f(x)$  в двох точках інтервалу пошуку дозволяє визначити, у якому із заданих двома зазначеними точками підінтервалів, точка екстремуму відсутня.

### Теорема

Нехай функція  $f(x)$  унімодальна на заданому інтервалі  $a \leq x \leq b$ , а її мінімум досягається в точці  $x^*$ . Розглянемо точки  $x_1$  та  $x_2$ , які розміщені на інтервалі таким чином, що  $a \leq x_1 \leq x_2 \leq b$ . Порівнюючи значення функції в даних точках можна зробити наступні висновки:

1. Якщо  $f(x_1) > f(x_2)$ , то точка мінімуму  $f(x)$  не лежить в інтервалі  $(a, x_1)$ , тобто  $x^* \in (x_1, b)$  (рис. 1.2, а).

2. Якщо  $f(x_1) < f(x_2)$ , то точка мінімуму  $f(x)$  не лежить в інтервалі  $(x_2, b)$ , тобто  $x^* \in (a, x_2)$  (рис. 1.2, б).

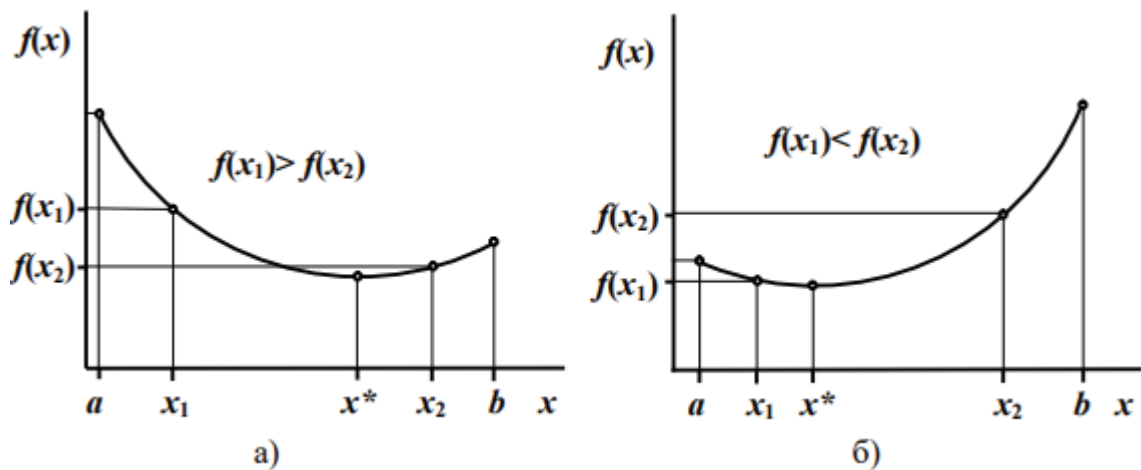


Рисунок 1.2 – Графічне представлення теореми

Примітка. Якщо  $f(x_1) = f(x_2)$ , то можна виключити обидва крайні інтервали, при цьому точка мінімуму повинна лежати на проміжку  $(x_1, x_2)$ .

Розглянемо основні методи пошуку екстремуму на заданому відрізку.

### 1.2.2 Метод половинного ділення

Даний метод дозволяє виключити половину інтервалу на кожній ітерації. Іноді цей метод ще називають триточковим пошуком на рівних інтервалах, оскільки його реалізація заснована на виборі трьох пробних точок, які рівномірно розподілені в інтервалі пошуку. Також його ще називають методом половинного ділення [17]. Нижче приводиться опис основних кроків пошукової процедури, для знаходження точки мінімуму функції  $f(x)$  на інтервалі  $(a, b)$ .

Крок 1. Взяти точку  $x_m = (a + b) / 2$  і  $L = b - a$ . Обчислити значення функції в точці  $x_m$ .

Крок 2. Взяти точки  $x_1 = a + L / 4$  та  $x_2 = b - L / 4$ . Відмітимо, що точки  $x_1, x_2, x_m$  ділять інтервал  $(a, b)$  на чотири рівні частини. Після чого потрібно обчислити значення функції у цих трьох точках.

Крок 3. Порівняти  $f(x_1)$  та  $f(x_m)$ . Якщо  $f(x_1) < f(x_m)$  (рис. 1.3, а), виключити інтервал  $(x_m, b)$ , прийняти  $b = x_m$ . Середньою точкою нового інтервалу пошуку стає точка  $x_1$ . Отже, необхідно прийняти  $x_m = x_1$ . Перейти до кроку 5. Якщо  $f(x_1) \geq f(x_m)$  (рис. 1.3, б), перейти до кроку 4.

Крок 4. Порівняти  $f(x_2)$  та  $f(x_m)$ . Якщо  $f(x_2) < f(x_m)$ , виключити інтервал  $(a, x_m)$ , прийняти  $a = x_m$ . Середньою точкою нового інтервалу пошуку стає точка  $x_2$ . Отже, необхідно прийняти  $x_m = x_2$ . Перейти до кроку 5. Якщо  $f(x_2) \geq f(x_m)$  виключити інтервали  $(a, x_1)$  та  $(x_2, b)$ . Прийняти  $a = x_1$  та  $b = x_2$ . Зазначимо, що продовжує залишатися середньою точкою нового інтервалу. Перейти до кроку 5.

Крок 5. Обчислити  $L = b - a$ . Якщо величина  $|L|$  менше заданої точності, закінчити пошук. В іншому випадку повернутися до кроку 2.



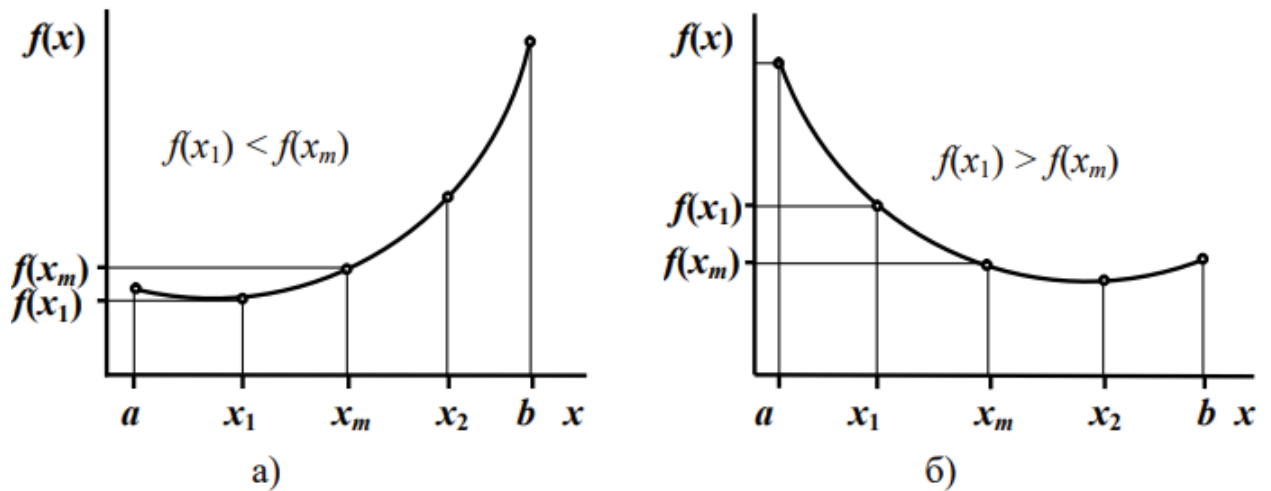


Рисунок 1.3 – Графічне представлення методу половинного ділення

Зауваження: на кожній ітерації алгоритму виключається половина інтервалу пошуку; середня точка послідовно отриманих інтервалів завжди збігається з однією із пробних точок, знайдених на попередній ітерації, тобто на кожній ітерації потрібно не більше двох обчислень функції.

### 1.2.3 Тернарний пошук

Нехай дана функція  $f(x)$ , унімодальна на деякому відрізку  $(a, b)$ . Під унімодальна розуміється один з двох варіантів. Перший: функція спочатку строго зростає, потім досягає максимуму (в одній точці або цілому відрізку), потім строго спадає. Другий варіант, симетричний: функція спочатку спадає, досягає мінімуму, зростає. Надалі ми будемо розглядати перший варіант, другий буде абсолютно симетричний йому. Потрібно знайти максимум функції  $f(x)$  на відрізку  $(a, b)$ .

Візьмемо будь-які дві точки  $x_1$  та  $x_2$  в цьому відрізку:  $a < x_1 < x_2 < b$ . Порахуємо значення функції  $f(x_1)$  та  $f(x_2)$ . Далі у нас виходить три варіанти:

1. Якщо виявиться, що  $f(x_1) < f(x_2)$ , то шуканий максимум не може перебувати в лівій частині, тобто в частині. У цьому легко переконатися: якщо в лівій точці функція менше, ніж в правій, то або ці дві точки знаходяться в області «підйому» функції, або тільки ліва точка знаходиться там. У будь-якому випадку, це означає, що максимум далі є сенс шукати тільки в відрізку  $(x_1, b)$ .



2. Якщо, навпаки  $f(x_1) > f(x_2)$ , то ситуація аналогічна попередній з точністю до симетрії. Тепер шуканий максимум не може перебувати в правій частині, тобто в частині, тому переходимо до відрізка  $(a, x_2)$ .

3. Якщо  $f(x_1) = f(x_2)$ , то або обидві ці точки знаходяться в області максимуму, або ліва точка знаходиться в області зростання, а права — в області спадання (тут істотно використовується те, що зростання / спадання суворі). Таким чином, подальший пошук має сенс на відрізку, але (з метою спрощення коду) цей випадок можна віднести до будь-якого з двох попередніх.

Таким чином, за результатом порівняння значень функції в двох внутрішніх точках ми замість поточного відрізка пошуку  $(a, b)$  знаходимо новий відрізок  $(a', b')$ . Повторимо тепер всі дії для нового відрізка, та знову отримаємо новий, менший, відрізок, і так далі.

$$x_1 = a + \frac{b - a}{3},$$

$$x_2 = b - \frac{b - a}{3}.$$

Якщо  $x_1$  та  $x_2$  вибрати ближче один до одного, то швидкість пошуку збільшиться.

#### 1.2.4 Метод золотого перетину

Метод золотого перетину [18] — метод пошуку екстремуму дійсної функції однієї змінної на заданому відрізку. В основі методу лежить принцип поділу відрізка в пропорціях золотого перетину. Є одним з найпростіших чисельних методів розв'язку задач оптимізації. Вперше представлений Джеком Кіфером у 1953 році.

Нехай задано функцію  $f(x)$ , унімодальна на деякому відрізку  $(a, b)$ . Тоді для того, щоб знайти невизначене значення цієї функції на заданому відрізку, що відповідає критерію пошуку (нехай це буде мінімум), розглянутий

відрізок ділиться в пропорції золотого перетину в обох напрямках, тобто вибираються дві точки  $x_1$  та  $x_2$  такі, що:

$$\frac{b-a}{b-x_1} = \frac{b-a}{x_2-a} = \phi = \frac{1+\sqrt{5}}{2} \approx 1.618$$

де  $\phi$  – пропорція золотого перерізу.

Таким чином:

$$x_1 = b - \frac{b-a}{\phi}$$

$$x_2 = a + \frac{b-a}{\phi}$$

Тобто точка  $x_1$  розділяє відрізок  $(a, x_2)$  у відношенні золотого перерізу. Аналогічно  $x_2$  ділить відрізок  $(x_1, b)$  у тій же пропорції. Ця властивість і використовується для побудови ітеративного процесу.

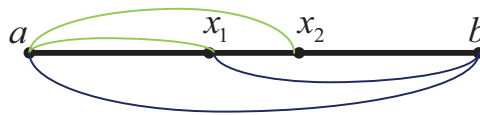


Рисунок 1.4 – Проміжні точки при використанні методу золотого перетину

#### *Алгоритм*

1. На першій ітерації заданий відрізок ділиться двома симетричними відносно центру точками і розраховуються значення в цих точках.
2. Після чого той з кінців відрізка, до якого серед двох знову поставлених точок ближче виявилася та, значення в якій максимальне (для випадку пошуку мінімуму), відкидають.
3. На наступній ітерації в силу показаній вище властивості золотого перетину вже треба шукати лише одну нову точку.
4. Процедура триває до тих пір, поки не буде досягнута задана точність.

### Формалізація

Крок 1. Задаються початкові межі відрізка і точність.

Крок 2. Розраховують початкові точки поділу:

$x_1 = b - \frac{b-a}{\phi}$ ,  $x_2 = a + \frac{b-a}{\phi}$  та значення функції в цих точках. Якщо

$f(x_1) \geq f(x_2)$  (для пошуку максимуму змінюється умова  $f(x_1) < f(x_2)$ ), то  $a = x_2$ . Інакше  $b = x_2$ .

Крок 3. Якщо  $|b-a| < \varepsilon$ , то  $x = \frac{a+b}{2}$  і пошук закінчується. Інакше повернутися до кроку 2.

### Метод чисел Фібоначчі

З огляду на те, що  $\phi = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{F_{n+1}}{F_n}$  метод золотого перерізу може бути трансформований в метод чисел Фібоначчі. Однак при цьому в силу властивостей чисел Фібоначчі кількість ітерацій строго обмежена. Це зручно, якщо відразу задано кількість можливих звернень до функції.

Існують і **гібридні методи**, які поєднують в собі переваги двох методів оптимізації SC і LMC. Використання таких методів штучного інтелекту, як нейронні мережі (ANN) [15-16] та нечітка логіка (fuzzy logic) також можуть застосовуватися для енергетичної оптимізації електроприводу.

### 1.3 Висновки до розділу

З наведеного вище аналітичного огляду випливає, що проектування енергоефективних систем керування швидкістю АД є актуальною проблемою для вирішення якої необхідно розв'язати такі задачі:

1. Проаналізувати основні види втрат енергії в асинхронних електроприводах та їх природу.
2. Розробити моделі асинхронного двигуна зі врахуванням втрат у сталі та ефекту насичення магнітопроводу та моделі систем керування АД для дослідження цих методів.
3. Розробити енергооптимальну систему керування швидкістю асинхронного двигуна.
4. Виконати дослідження чутливості розробленої системи до зміни параметрів асинхронної машини.
5. Виконати порівняльний аналіз стандартної системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна і системи з мінімізацією втрат методом математичного моделювання.

## 2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АД ТА СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

При побудові математичної моделі асинхронного двигуна виникає питання, з вибором системи координат, в якій будуть представлені електромагнітні процеси. Цей вибір, не буде впливати на реальні перехідні процеси, які протікають в двигуні, а є лише способом їх представлення [5].

Залежно від поставлених задач застосовуються різні моделі АД: моделі в природних координатах АД, в полярних координатах, в ортогональних координатах, обертових з деякою частотою, нерухомих (a,b) або тензорні (безкоординатні) моделі.

Для виводу рівнянь асинхронної машини введемо деякі допущення:

1) нехтуємо вищими гармоніками магнітного поля, вважаємо, що розподіл магнітного поля обмоток вздовж окружності статора та ротора синусоїдальний;

2) вважаємо, що трифазні обмотки статора і ротора симетричні. Роторна обмотка приведена до числа витків статорної обмотки, тобто число витків статорної обмотки і обмотки ротора однакове.

3) вважаємо, що повітряний зазор між статором та ротором рівномірний, магнітна провідність постійна.

### **2.1 Математичний опис АД без урахуванням втрат в сталі, поверхневого ефекту, насичення магнітної системи основним потоком і потоками розсіювання**

Для розробки даної моделі додатково введемо такі припущення:

1) нехтуємо втратами в сталі, а саме явищами гістерезису та вихровими струмами;

2) не враховуємо насичення магнітопроводу;

Система математичних рівнянь у векторно-матричній формі, які описують АД в перетворених координатах:

$$\begin{aligned}
U_s^h &= I_s^h \cdot R_s + j \cdot \Psi_s^h \cdot \omega_k + \frac{d\Psi_s^h}{dt}; \\
0 &= I_r^h \cdot R_r + j \cdot \Psi_r^h (\omega_k - \omega_r Z_p) + \frac{d\Psi_r^h}{dt}; \\
\Psi_s^h &= I_r^h \cdot L_M + I_s^h \cdot L_S; \\
\Psi_r^h &= I_s^h \cdot L_M + I_r^h \cdot L_R; \\
M &= \frac{3 \cdot L_m \cdot Z_p}{2} (i_{rx} \cdot i_{sy} - i_{ry} \cdot i_{sx}); \\
\frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{M - M_c}{J},
\end{aligned} \tag{2.1}$$

$$\text{де } R_R = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; R_S = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; L_R = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma r}^0 \end{bmatrix};$$

$$L_S = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma s}^0 \end{bmatrix}; L_M = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \text{матриці активних опорів ротора та}$$

статора, індуктивностей ротора, статора, намагнічування відповідно,.

Для випадку, коли процеси симетричні зручніше користуватися наступною формою запису рівнянь:

$$\bar{U}_s = \bar{I}_s \cdot R_s + j \cdot \bar{\Psi}_s \cdot \omega_k + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt}; \tag{2.2}$$

$$0 = \bar{I}_r \cdot R_r + j \cdot \bar{\Psi}_r (\omega_k - \omega_r Z_p) + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt}; \tag{2.3}$$

$$\bar{\Psi}_s = \bar{I}_s \cdot L_s + \bar{I}_r \cdot L_m; \tag{2.4}$$

$$\bar{\Psi}_r = \bar{I}_r \cdot L_r + \bar{I}_s \cdot L_m; \tag{2.5}$$

$$M = \frac{3 \cdot Z_p \cdot L_m}{2 \cdot L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s; \tag{2.6}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{M - M_c}{J}. \tag{2.7}$$

Диференціальні рівняння електромагнітних процесів можна спростити, записавши їх відносно будь-яких двох векторних змінних, а інші виключають за допомогою рівнянь зв'язку.

*Запис рівнянь відносно статорного струму та потокозчеплення ротора*

Використовуючи рівняння зв'язку вихідної системи рівнянь (2.2) – (2.7) виведемо струм ротора та потокозчеплення статора після чого підставимо їх у інші рівняння:

$$\begin{aligned}\bar{I}_r &= (-\bar{I}_s \cdot L_m + \bar{\Psi}_r) \frac{1}{L_r}; \quad \bar{\Psi}_s = (-\bar{I} \cdot L_m + \bar{\Psi}_s) \frac{L_m}{L_r} + \bar{I}_s \cdot L_s = \\ &= \bar{\Psi}_r \cdot \frac{L_m}{L_r} + (1 - \frac{L_m L_m}{L_s L_r}) \bar{I}_s L_s,\end{aligned}$$

де  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  – коефіцієнт розсіювання.

$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= \bar{I}_s R_s + (\bar{\Psi}_r \frac{L_m}{L_r} + \sigma \bar{I}_s L_s) + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} \frac{L_m}{L_r} + \frac{d\bar{I}_s}{dt} \sigma L_s j \omega_k; \\ 0 &= (-L_m \bar{I}_s + \bar{\Psi}_r) \frac{R_r}{L_r} + j \bar{\Psi}_r (\omega_k - \omega_r Z_p)\end{aligned}$$

або

$$\frac{d\bar{I}_s}{dt} \sigma L_s = \bar{U}_s - \bar{I}_s R_s - \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} \frac{L_m}{L_r} - j \bar{\Psi}_r \omega_k \frac{L_m}{L_r} - j \bar{I}_s \sigma \omega_k L_s; \quad (2.8)$$

$$\frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} = -\bar{\Psi}_r \frac{R_r}{L_r} - j \bar{\Psi}_r (\omega_k - \omega_r Z_p) + \bar{I}_s \frac{L_m R_r}{L_r}. \quad (2.9)$$

В першому рівнянні (2.8) можна позбавитися похідної потокозчеплення ротора, підставивши в нього друге рівняння (2.9).

$$\begin{aligned}
\sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= -\bar{I}_s \cdot R_s + \bar{U}_s - (-\bar{\Psi}_r \frac{R_r}{L_r} + \bar{I}_s \frac{L_m R_r}{L_r} - j\bar{\Psi}_r (\omega_k - \omega_r Z_p)) \frac{L_m}{L_r} - \\
&\quad - j\bar{I}_s \omega_k L_s \sigma - j\bar{\Psi}_r \omega_k \frac{L_m}{L_r} = \\
&= -\bar{I}_s (R_s + R_r (\frac{L_m}{L_r})^2) + \bar{\Psi}_r \frac{L_m R_r}{L_r^2} - j\bar{I}_s \omega_k L_s \sigma + \bar{U}_s - j\bar{\Psi}_r \omega_r Z_p \frac{L_m}{L_r}; \\
\frac{d\bar{I}_s}{dt} \sigma L_s &= -\bar{I}_s R_s k_r + \bar{\Psi}_r \frac{R_r L_m}{L_r^2} - j\bar{I}_s \omega_k L_s \sigma + \bar{U}_s - j\bar{\Psi}_r Z_p \omega_r \frac{L_m}{L_r},
\end{aligned}$$

де  $k_r = 1 + (\frac{L_m}{L_r})^2 \frac{R_r}{R_s}$ .

Ввівши визначення сталих часу статора та ротора  $T_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}; T_r = \frac{L_r}{R_r}$ ,

отримаємо:

$$\begin{aligned}
\frac{d\bar{I}_s}{dt} T_s &= \bar{\Psi}_r \frac{R_r L_m}{L_r^2 R_s} - \bar{I}_s k_r + \bar{U}_s \frac{1}{R_s} - j\bar{I}_s \omega_k T_s - j\bar{\Psi}_r \omega_r Z_p \frac{L_m}{R_s L_r}; \\
\frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} T_r &= \bar{I}_s L_m - \bar{\Psi}_r - j\bar{\Psi}_r T_r (\omega_k - \omega_r Z_p); \\
M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s; \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Для того, щоб перейти в ортогональну систему координат орієнтовану за вектором потокозчеплення ротора (d, q) зробимо підстановку  $\bar{U}_s = u_{sd} + ju_{sq}$ ;  $\bar{\Psi}_r = \psi_{rd} + j\psi_{rq}$ ;  $\bar{I}_s = i_{sd} + ji_{sq}$  після чого виділимо дійсну і уявну частини. Якщо система координат орієнтована за вектором потокозчеплення ротора, то  $\omega_k = \omega_e$ ;  $\psi_{rq} = 0$ ;  $\psi_{rd} = \psi_r$ .

$$\frac{di_{sd}}{dt} T_s = u_{sd} \frac{1}{R_s} - i_{sd} k_r + i_{sq} \omega_e T_s + \psi_r \frac{R_r L_m}{R_s L_r^2}; \tag{2.11}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} T_s = u_{sq} \frac{1}{R_s} - i_{sq} k_r - i_{sd} \omega_e T_s + \psi_r \frac{R_r L_m}{R_s L_r^2} - \psi_r \omega_e \frac{L_m}{R_s L_r}; \tag{2.12}$$



$$\frac{d\psi_r}{dt} T_r = i_{sd} L_m - \psi_r; \quad (2.13)$$

$$\omega_e = \omega_s + \omega Z_p = \frac{i_{sq}}{\psi_r} \frac{L_m}{T_r} + \omega Z_p;$$

$$M = i_{sq} \cdot \psi_r \frac{3 \cdot L_m \cdot Z_p}{2 \cdot L_r}, \quad (2.14)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}.$$

Відмітимо, що в отриманій системі рівнянь значно спростилася модель роторного кола, а також вираз моменту. Загальна кількість, диференціальних рівнянь зменшилася на 1. Дана система рівнянь є зручною для моделювання процесів двигуна, а також для синтезу системи керування. Структурна схема асинхронного в системі координат (d, q) зображена на рис. 2.1.

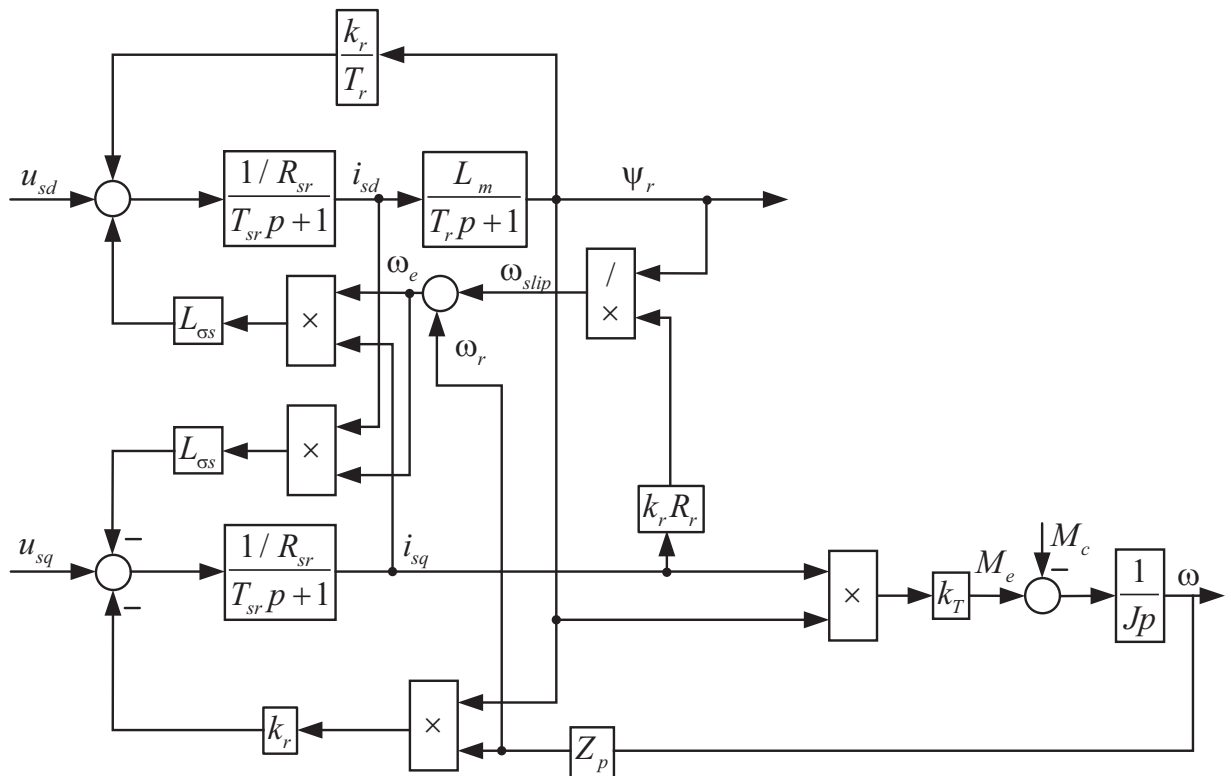


Рисунок 2.1 – Структурна схема асинхронного двигуна з к.з. ротором в обертовій системі координат, орієнтованій за потокозчепленням ротора

На рис. 2.1 використано такі позначення:

$$k_r = \frac{L_m}{L_r}; \quad k_s = \frac{L_m}{L_s}; \quad k_T = \frac{3}{2} Z_p k_r;$$

$$R_{sr} = R_s + k_r^2 R_r; \quad L_{\sigma s} = \sigma L_s; \quad \sigma = 1 - k_s k_r;$$

## 2.2 Синтез системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна

Системи підпорядкованого регулювання часто використовують на практиці. В цих системах можна легко реалізувати, наприклад, обмеження змінних, які регулюють та їх похідних. Враховуючи основні переваги такі, як: гарна швидкодія та можливість використання нестандартних налаштувань; простота реалізації таких системи, тому вони широко розповсюджені при проектуванні систем керування. Даний метод керування, полягає у створенні контурів, для яких заздалегідь визначені статичні та динамічні властивості. Кількість контурів, зазвичай дорівнює кількості регуляторів. При цьому кожен наступний контур регулювання охоплює замкнений внутрішній контур і власну частину об'єкта. Для цих систем, вважається, що величини, які регулюються, для яких заводять зворотні зв'язки, коригуються з умов стійкості та якості перехідних процесів.

Загальна методика розробки системи підпорядкованого регулювання:

1. Визначається передаточна функція об'єкту керування.
2. Задається бажана передаточна функція розімкненого контуру.
3. Знаходиться передаточна функція регулятора, в результаті ділення бажаної передаточної функції на передаточну функцію об'єкта керування.

Розробка виконується за керуючою дією не враховуючи внутрішні перехресні та зворотні зв'язки об'єкту (див. рис. 2.5). Коефіцієнт перетворювача частоти та коефіцієнти зворотних зв'язків за змінними, які регулюються приймаємо рівними одиниці.

Використовуючи рівняння отриманої моделі асинхронного двигуна та загальні правила розробки систем підпорядкованого керування отримуємо наступні передатні функції регуляторів:

а) регулятори струмів по осі  $d$  та  $q$ :

$$W_{pi} = \frac{(T_{sr}p + 1)R_{sr}}{T_i p}, \quad (2.15)$$

б) П-регулятор швидкості двигуна

$$W_{pi} = \frac{J}{T_w k_T}, \quad (2.16)$$

в) регулятор потокозчеплення ротора

$$W_{pi} = \frac{T_r p + 1}{T_f L_m p}, \quad (2.17)$$

де сталі часу інтегрування розімкнених контурів розраховуються відповідно до методу подвійних пропорцій (модульний оптимум)

$$T_\omega = T_f = T_i, \quad T_f = 2T_\mu, \quad T_i = 2T_\mu, \quad (2.18)$$

де  $T_\mu$  – мала стала часу електроприводу, зумовлена наявністю інерційності перетворювача частоти.

Формула (2.16) визначає передавальну функцію П-регулятора швидкості, при цьому система є статичною за моментом навантаження. Щоб система мала властивість астатичності за навантаженням використовують ПІ-регулятор швидкості, налаштований на симетричний оптимум:

$$W_{pi1} = \frac{(T_0 p + 1)}{T_0 p} \frac{J}{T_\omega k_T}, \quad (2.19)$$

де  $T_0 = 2T_\omega$ .

На рис. 2.2. показано структурну схему системи керування швидкістю АД.

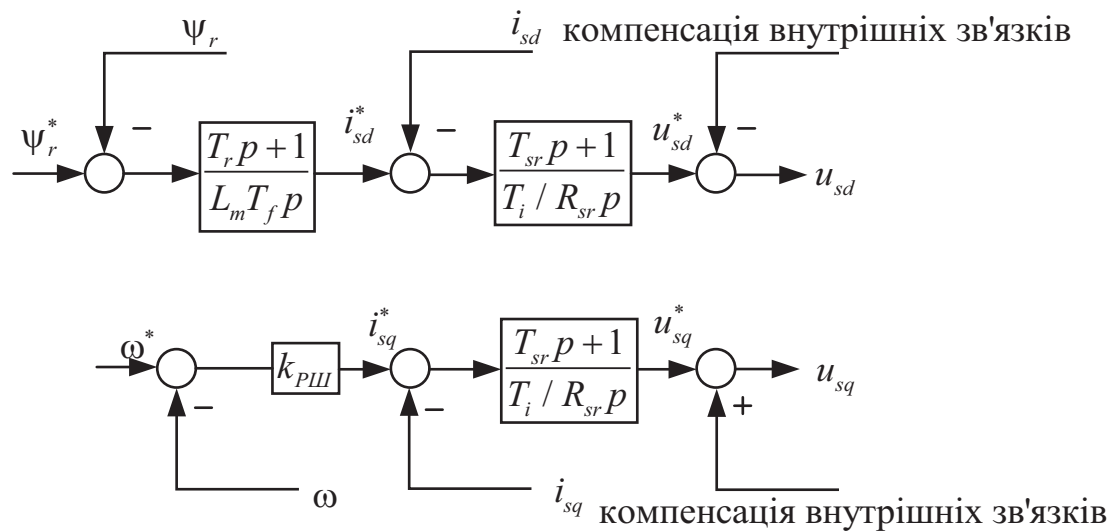


Рисунок 2.2 – Структурна схема системи векторного керування швидкістю АД в ортогональній системі координат ( $d-q$ ), орієнтованій за потокозчепленням ротора

### 2.3 Висновки до розділу

Для подальшого математичного моделювання в програмі MatLab пакету «Simulink» необхідно мати математичну модель об'єкту керування (асинхронного двигуна), тому у цьому розділі розв'язано наступні задачі:

1. Розроблено математичну модель асинхронного двигуна в обертовій системі координат  $d-q$  орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора.
2. Побудовано структурну схему моделі двигуна.
3. Синтезовано систему векторного керування швидкістю для АД методом підпорядкованого регулювання.
4. Побудовано структурну схему системи векторного керування.

### 3 РОЗРОБКА СИСТЕМ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОГО КЕРУВАННЯ АД НА БАЗІ ВИКОРИСТАННЯ МОДЕЛЕЙ ВТРАТ У МІДІ ТА В СТАЛІ

Для синтезу системи енергооптимального векторного керування швидкістю асинхронного двигуна, потрібно ознайомитися з природою виникнення втрат в асинхронній машині, які призводять до погіршення показників енергоефективності електроприводу.

#### 3.1 Аналіз втрат в асинхронному електроприводі

Двигуни з короткозамкненим ротором, а також високошвидкісні як правило, більш енергоефективні, ніж двигуни з фазним ротором та низькошвидкісні двигуни. Це насамперед зв'язано з тим, що в другому прикладі використовується більше міді. Також, як і в більшості обладнання, ефективність роботи машини більша при роботі в номінальній точці. ККД машини визначається власними втратами, які зменшуються покращенням конструкції самої машини. Втрати машини бувають двох типів: змінні втрати – вони залежать від режиму роботи та постійні втрати – незалежні від режиму роботи.

Опір статорних і роторних обмоток, а також призводить до тепловиділення внаслідок проходження струму.

На рис 3.1 зображено види втрат у асинхронному електроприводі.

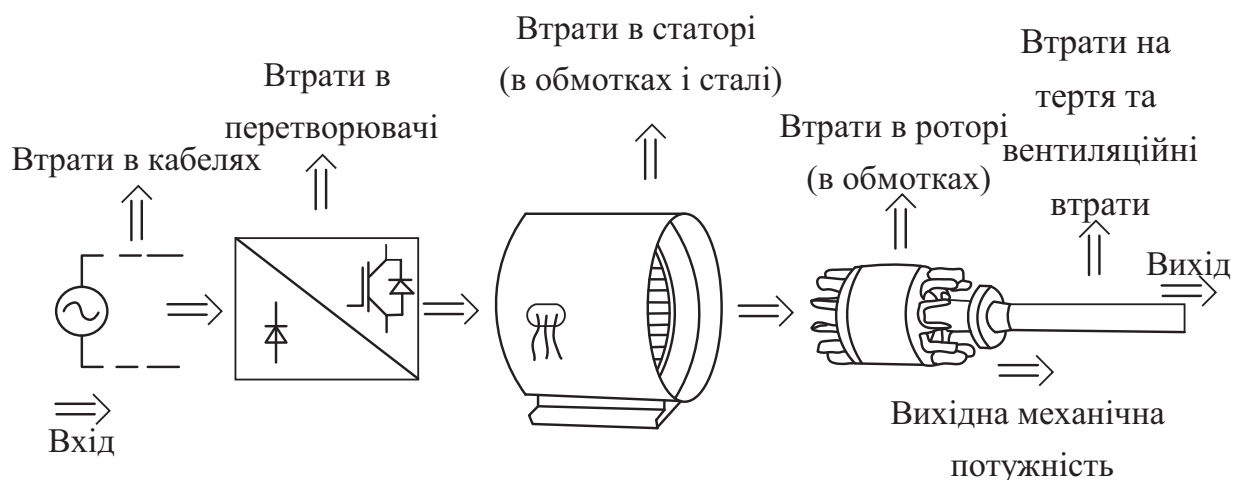


Рисунок 3.1 – Втрати в асинхронному електроприводі

**Втрати в кабелях** залежать від струму, який по ним протікає, а також опору.

**Втрати в перетворювачі** виникають при перемиканні силових ключів інвертора, при проходженні через них струму, а також у фільтрах постійного струму та вихідних дроселях. Тим паче, втрати інвертора залежать від алгоритму модуляції. Також, існують втрати, які не залежать від системи керування двигуном, наприклад, втрати джерела живлення та випрямляча.

Як правило, ККД внаслідок невеликого значення загального опору сучасного перетворювача частоти складає 95-99%, тому втратами в перетворювачі частоти зазвичай нехтують.

**Втрати статорних і роторних обмоток.** Зазвичай ці втрати складають 55% до 60% від загальних втрат машини. Енергія втрат витрачається на нагрівання мідних обмоток, яке виникає внаслідок проходження струму через обмотки статора та ротора. Вони залежать від опору провідників та струму в квадраті. А сам опір, залежить від матеріалу, який використовується під час виготовлення провідника, довжини та площі поперечного перерізу. Втрати ротора так само залежать від використаного матеріалу при виготовленні обмотки (як правило, алюміній) а також ковзання ротора. Використання якісних провідників може зменшити опір обмотки.

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} (i_r^2 R_r + i_s^2 R_s) = \frac{3}{2} ((i_{rd}^2 + i_{rq}^2) R_r + (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) R_s), \quad (3.1)$$

**Втрати в сталі** виникають в магнітопроводі, вони викликані ефектом вихрових струмів і ефектом гістерезису при намагніченні матеріалу сердечника на частоті 50 Гц. Вони не залежать від моменту і складають 20 - 25% від загальних втрат машини. Втрати на гістерезис (85% від втрат в сталі), залежать від потокозчеплення. Втрати від вихрових струмів (15% від втрат в сталі).

$$P_{Fe} = (\psi_m^2 \omega_e k_h + \psi_m^2 \omega_e^2 k_{ec}) \frac{3}{2}, \quad (3.2)$$

$$\text{де } \omega_e = \omega_r + \omega_{\text{slip}} = z_p \omega + \frac{i_{sq}}{\psi_r} R_r k_r.$$

Враховуючи, що  $\psi_m = e_m / \omega_e$ , де  $e_m = u_s - L_s di_s / dt - R_s i_s$ ,

$$P_{Fe} = \left( e_m^2 k_h / \omega_e + e_m^2 k_{ec} \right) \frac{3}{2}, \quad (3.3)$$

де  $k_h = 1 / L_h$ ,  $k_{ec} = 1 / R_{ec}$ , тоді (3.3) приймає форму:

$$P_{Fe} = \frac{3}{2} \left( \frac{e_m^2}{R_{ec}} + \frac{e_m^2}{\omega_e L_h} \right). \quad (3.4)$$

Через відсутність доступу до експериментального визначення коефіцієнтів  $k_{ec}$  та  $k_h$  двигуна, дані коефіцієнти вибиралися методом підбору, з урахуванням того, що втрати в сталі на холостому ході більше 50% від загальних втрат, а при роботі з номінальним моментом – більше 20%.  $R_{ec} = 2000$ ,  $L_h = 33$ .

**Втрати тертя і вентиляційні втрати** виникають через тертя в підшипниках, а також внаслідок опору повітря, який діє на вентилятор. Вони складають 8 – 12% від сумарних втрат. Вони не залежать від моменту. Зменшення втрат у вигляді тепла, що виділяється в обмотках статора та ротора дозволяє зменшити розмір вентилятора.

**Втрати на механічну передачу** не залежать від алгоритму керування двигуном. Ці втрати незначні [19]. Черв'ячних передач по можливості слід уникати. Краще всього використовувати безпосередню муфту.

Аналіз втрат, показує що найбільше на енергоефективність електроприводу впливають втрати в міді та сталі. При чому втрати в міді превалюють у першій зоні, а втрати в сталі мають суттєвий вплив у другій зоні (при роботі на швидкості вище номінальної).

### 3.2 Вибір двигуна та розрахунок його параметрів

Для моделювання було вибрано двигун потужністю 2.2 кВт 4А80В2УЗ 3000 об/хв.

Розрахунок основних параметрів асинхронного двигуна 4А80В2УЗ з синхронною частотою обертання 3000(об / хв). Параметри електродвигуна приведені у табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Параметри асинхронного двигуна

Данні взяті з довідника для АД 4А80В2УЗ. Частота обертання 3000 об/хв (синхронна).												
$P_{2\text{ном}}$ кВт	ККД		Параметри схеми заміщення у відносних одиницях							Характеристики пуску		
	$\cos \varphi$	$\eta$ %	$X_m$ Ом	Номінальний режим				к.з.	$J, \frac{\text{кг}}{\text{м}^2}$	$S_k$	$S_n$	$\lambda$
				$R'_s$	$x'_s$	$R'_r$	$x'_r$					
2,2	0,87	83	2,7	0,07	0,05	0,049	0,08	0,05	0,0021	0,312	0,05	3

У табл. 3.1  $X'_r, R'_r, R''_r, X'_s, R'_s$  – опори ротора та статора у відносних одиницях.

Оскільки паспортні данні поданні для Г-подібної схеми заміщення, то виникає необхідність у перерахуванні даних параметрів для Т – подібної схеми заміщення.

Для цього перерахунку потрібно знайти коефіцієнт переходу від Г – подібної схеми до Т – подібної. Він приведений нижче.

$$c_1 = \frac{\sqrt{4 \cdot \bar{x}'_\mu \cdot \bar{x}_\mu + \bar{x}_\mu^2} + X_m}{2 \cdot X_m} = \frac{\sqrt{4 \cdot 0.05 \cdot 2.7 + 2.7^2} + 2.7}{2 \cdot 2.7} = 1.0182$$

Запишемо параметри двигуна для Т – подібної схеми заміщення у в.о.:



$$\begin{aligned}\bar{R}_s &= \frac{\bar{R}'_s}{c_1^2} = \frac{0.076}{1.0182^2} = 0.0746 & \bar{x}_r &= \frac{\bar{x}'_s}{c_1^2} = \frac{0.05}{1.0182^2} = 0.0491 \\ \bar{R}_r &= \frac{\bar{R}''_r}{c_1^2} = \frac{0.049}{1.0182^2} = 0.0481 & \bar{x}_r' &= \frac{\bar{x}''_r}{c_1^2} = \frac{0.087}{1.0182^2} = 0.0854\end{aligned}$$

Частота напруги статора визначається за формулою:

$$\omega_0 = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Оскільки, у даного двигуна тільки одна пара полюсів, тому  $\omega_{xx} = \omega_0$ .

А номінальна швидкість машини визначається за формулою:

$$\omega_n = \omega_{xx}(1 - S_n) = 314(1 - 0.05) = 297.358 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Знаючи номінальну потужність та кутову швидкість знайдемо номінальний момент:

$$M_n = \frac{P_2}{\omega_n} = \frac{2200}{297.358} = 7.985 \text{ Нм}.$$

Критичний момент(розрахований по перевантажувальній здатності  $\lambda$ ):

$$M_\kappa = M_n \cdot \lambda = 7.985 \cdot 3.03 = 22.4174 \text{ Нм}.$$

Розрахуємо номінальний струм двигуна (діюче значення):

$$I_n = \frac{P_2}{3 \cdot U_n \cdot \cos \varphi \cdot \eta} = \frac{2.2 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0.87 \cdot 0.83} = 4.6289 \text{ А}.$$

Тоді номінальний опір розрахуємо за формулою:

$$R_n = \frac{U_n}{I_n} = \frac{220}{4.6289} = 47.396 \text{ Ом}.$$

Фазна напруга та струму статора (амплітудні значення) матимуть вигляд:

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 4.63 = 6.55 \text{ A},$$

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В.}$$

Потокозчеплення статора в режимі холостого ходу (амплітудне значення):

$$\Psi_{s.x.x.} = \frac{U_{na}}{\omega_{xx}} = \frac{311}{314} = 0.988 \text{ Вб.}$$

Опори статора та ротора в абсолютних одиницях будуть мати наступний вигляд:

$$R_s = R_n \cdot \bar{R}_s = 47.396 \cdot 0.0746 = 3.5378 \text{ Ом},$$

$$x_s = R_n \cdot \bar{x}_s = 47.396 \cdot 0.0491 = 2.3275 \text{ Ом},$$

$$R'_r = R_n \cdot \bar{R}_r = 47.396 \cdot 0.0481 = 2.28 \text{ Ом},$$

$$x'_r = R_n \cdot \bar{x}'_r = 47.396 \cdot 0.0854 = 4.0498 \text{ Ом.}$$

Знаючи опори двигуна для Т – подібної схеми заміщення, можна знайти індуктивності розсіювання ротора та статора:

$$L_{r\sigma} = \frac{x'_r}{\omega_{0n}} = \frac{4.0498}{314} = 0.0129 \text{ Гн},$$

$$L_{s\sigma} = \frac{x_s}{\omega_{0n}} = \frac{2.3275}{314} = 0.0074 \text{ Гн.}$$

Індуктивність контуру намагнічування визначається за формулою:

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_{0n}} = \frac{127.969}{314} = 0.4075 \text{ Гн.}$$

Тоді індуктивності ротора та статора визначаються, як:

$$L_r = L_m + L_{r\sigma} = 0.4075 + 0.0129 = 0.4204 \text{ Гн},$$

$$L_s = L_m + L_{s\sigma} = 0.4075 + 0.0074 = 0.415 \text{ Гн}.$$

### 3.3 Синтез алгоритму формування енергооптимального потокозчеплення

При синтезі енергоефективних систем керування механічні втрати, вентиляційні втрати та втрати в перетворювачі зазвичай не враховуються.

Запишемо вираз для сумарних втрат двигуна в міді та в сталі [20-22].

$$P_{\Sigma} = \left[ (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) R_s + (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) R_r + \psi_m^2 \omega_e^2 k_{ec} + \psi_m^2 \omega_e k_h \right] \frac{3}{2}. \quad (3.5)$$

Саме ці втрати будемо мінімізувати. Для зменшення числа змінних у (3.5) запишемо змінні  $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$  через амплітудне значення потокозчеплення ротора  $\psi_r$  та електромагнітний момент  $M_e$  [23-25]. З математичного опису АД у системі координат орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора  $d-q$  (2.11)-(2.14) в усталеному режимі слідує:

$$\psi_{rq} = 0 = i_{rq} L_r + i_{sq} L_m, \quad (3.6)$$

звідки

$$i_{rq} = -k_r i_{sq}. \quad (3.7)$$

З рівнянь

$$\psi_{rd} = |\psi_r| = \psi_r = i_{rd} L_r + i_{sd} L_m, \quad (3.8)$$

а також

$$\frac{d\psi_r}{dt} T_r = -i_{sd} L_m + \psi_r, \quad (3.9)$$

після закінчення перехідного процесу:

$$i_{rd} = 0, \quad i_{sd} = \psi_r / L_m. \quad (3.10)$$

Підставивши (3.7) і (3.10) у формулу:

$$i_m = i_s + i_r, \quad (3.11)$$

отримаємо:

$$i_{md} = i_{sd}, \quad i_{mq} = (1 - k_r) i_{sq}, \quad (3.12)$$

тому

$$\begin{aligned} \psi_{md} &= i_{md} L_m = i_{sd} L_m = \psi_{rd}, \quad \psi_{mq} = i_{sq} L_{r\sigma} k_r, \\ \psi_m^2 &= \psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2 = \psi_{rd}^2 + i_{sq}^2 L_{r\sigma}^2 k_r^2. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Після підстановки (3.10), (3.13) в (3.5) та деяких перетворень отримаємо:

$$P_\Sigma = \left[ i_{sq}^2 R_{sr} + \frac{R_s}{L_m^2} \psi_r^2 + \omega_e k_h \left[ \psi_r^2 + i_{sq}^2 L_{r\sigma}^2 k_r^2 \right] + \omega_e^2 k_{ec} \left[ \psi_r^2 + i_{sq}^2 L_{r\sigma}^2 k_r^2 \right] \right] \frac{3}{2}. \quad (3.14)$$

З рівняння моменту

$$M_e = \psi_r i_{sq} k_T, \quad (3.15)$$

слідє

$$i_{sq} = M_e / (k_T \psi_r). \quad (3.16)$$

Підстановка рівняння (3.16) в (3.14) дає остаточний вираз для мінімізованої функції:

$$P_\Sigma = \frac{3}{2} \left[ \frac{M_e^2}{k_T^2 \psi_r^2} \left( R_{sr} + k_{ec} \omega_e^2 k_r^2 L_{r\sigma}^2 + k_h \omega_e k_r^2 L_{r\sigma}^2 \right) + \frac{\psi_r^2}{L_m^2} \left( R_s + k_{ec} L_m^2 \omega_e^2 + k_h L_m^2 \omega_e \right) \right]. \quad (3.17)$$

Для знаходження аналітичної залежності оптимального потокозчеплення у функції від моменту  $M_e$  та кутової частоти  $\omega_e$ , потрібно вирішити рівняння  $\frac{dP_\Sigma}{d\psi_r} = 0$ .

В результаті:

$$\psi_{r.opt} = \sqrt{\frac{M_e L_m}{k_T} \sqrt{\frac{R_y(\omega_e)}{R_x(\omega_e)}}}, \quad (3.18)$$

де  $R_y(\omega_e) = R_{sr} + \omega_e^2 L_{r\sigma}^2 k_r^2 k_h + \omega_e^2 L_{r\sigma}^2 k_r^2 k_{ec}$ ,  $R_x(\omega_e) = R_s + \omega_e^2 L_m^2 k_h + \omega_e^2 L_m^2 k_{ec}$ .

Підставляючи (3.18) в (3.17), знаходимо мінімальні втрати:

$$P_{\Sigma min} = \frac{3M_e}{k_T L_m} \sqrt{R_x(\omega_e) + R_y(\omega_e)}. \quad (3.19)$$

Використовуючи рівняння (3.10) і (3.16), визначимо оптимальні вирази складових струму статора по осі d та q та їх співвідношення:

$$i_{sd.opt} = \sqrt{\sqrt{\frac{R_y(\omega_e)}{R_x(\omega_e)} \frac{M_e}{L_m k_T}}}, \quad i_{sq.opt} = \sqrt{\sqrt{\frac{R_x(\omega_e)}{R_y(\omega_e)} \frac{M_e}{L_m k_T}}}, \quad (3.20)$$

$$\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \sqrt{\frac{R_x(\omega_e)}{R_y(\omega_e)}}. \quad (3.21)$$

Коефіцієнт корисної дії без врахування втрат в перетворювачі та механічних втрат визначається за формулою:

$$\eta = \frac{M_e \omega}{M_e \omega + P_\Sigma}.$$

ККД максимальне, коли  $P_\Sigma = P_{\Sigma min}$ .

Тому,

$$\eta_{\max} = \frac{\omega M_e}{P_{\Sigma \min} + \omega M_e} = \frac{L_m k_T \omega}{3 \sqrt{R_x(\omega_e) \cdot R_y(\omega_e) + L_m k_T \omega}}. \quad (3.22)$$

З (3.22) випливає, що в енергооптимальній системі після закінчення перехідного процесу ККД не буде залежати від величини моменту.

Для формування лінійного закону зміни завдання потокозчеплення використовується задатчик інтенсивності зображений на рис 3.2

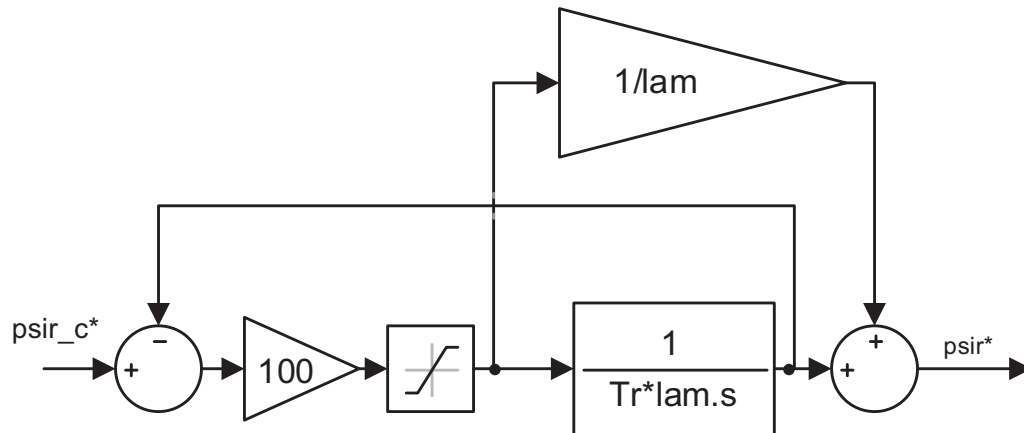


Рисунок 3.2 – Задатчик інтенсивності

Криві  $\bar{\psi}_{ropt}(\bar{\omega}_e)$  для різних значень моменту  $\bar{M}_e$  та  $\bar{\psi}_{ropt}(\bar{M}_e)$  для різних значень швидкості  $\bar{\omega}_e$  для двигуна 4A80B2Y3, номінальні параметри, а також розрахунок допоміжних параметрів для моделювання наведені в додатку А, зображено на рис. 3.3-3.4. Де  $\bar{M}_e = M_e / M_{en}$ ;  $\bar{\psi}_r = \psi_r / \psi_{r0}$ ;  $\bar{\omega}_e = \omega_e / (Z_p \omega_0)$  – момент, потокозчеплення і швидкість у відносних одиницях,  $M_{en}$  – номінальний момент,  $\psi_{r0}, \omega_0$  – потокозчеплення ротора та швидкість холостого ходу, відповідно.

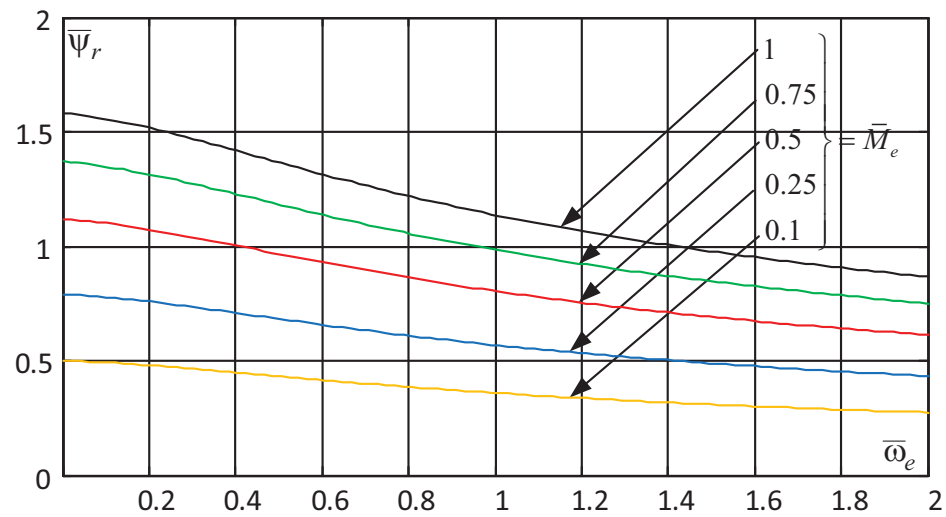


Рисунок 3.3 – Залежність  $\psi_{opt}(\bar{\omega}_e)$

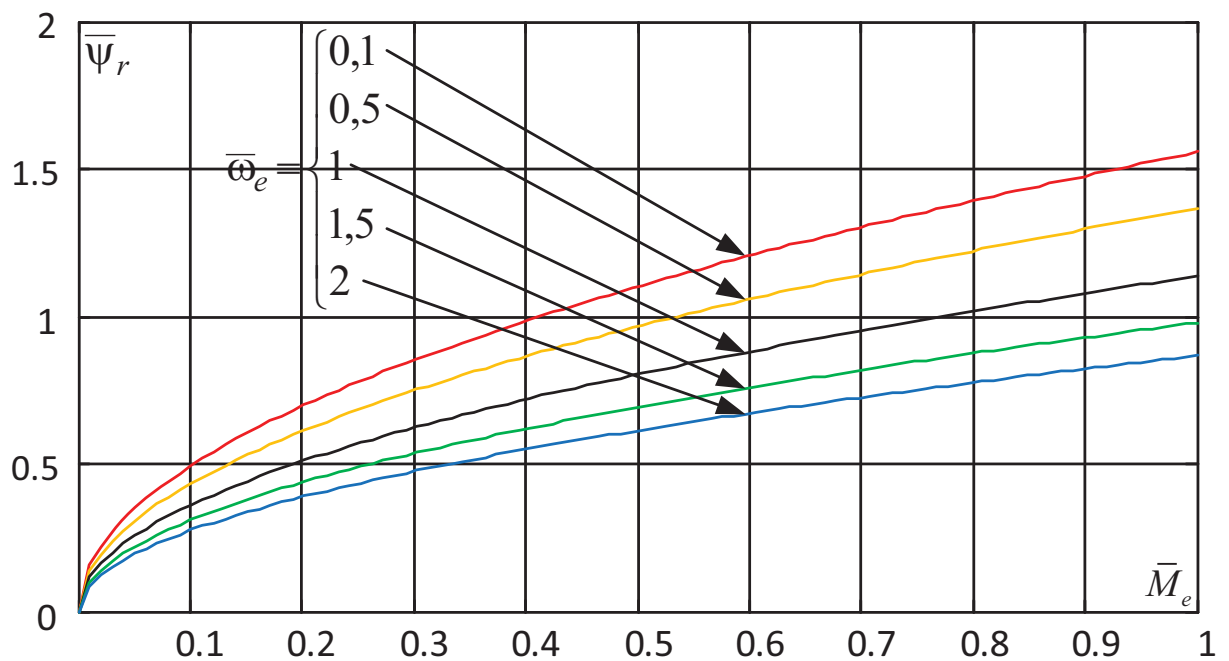


Рисунок 3.4 – Залежність оптимального потоку від електромагнітного моменту  $\psi_{opt}(M_e)$

Аналізуючи графіки зображені на рис. 3.3-3.4 слідує, що оптимальне потокозчеплення зменшується при зменшенні електромагнітного моменту або збільшенні швидкості.

### 3.4 Дослідження чутливості енергооптимального алгоритму керування швидкістю АД до зміни параметрів двигуна

Деякі параметри двигуна під час роботи можуть змінюватися, наприклад опір ротора та статора, внаслідок нагріву обмоток або індуктивність, через нелінійність кривої намагнічування. Тому в даному розділі буде виконано дослідження чутливості системи алгоритму формування енергооптимального потокозчеплення.

Для цього потрібно в моделі двигуна перейменувати змінні, які будуть змінюватися під час дослідження, а параметри системи керування залишити без змін. Після чого провести серію тестів, для різних значень варіації параметрів, при цьому вважаємо, що система керування швидкістю АД ідентифікує зміну параметрів, тобто досліджується тільки чутливість енергооптимального алгоритму, який формує задане потокозчеплення.

Порядок проведення дослідження: на першому етапі двигун намагнічується до номінального потокозчеплення після чого розганяється до номінальної швидкості, після закінчення перехідного процесу ступінчасто накидається момент навантаження  $[0.95 \ 0.75 \ 0.25] \cdot M_n$ .

Графіки перехідних процесів типової системи і системи з формуванням оптимального потокозчеплення при номінальних параметрах двигуна зображені на рис. 3.5.

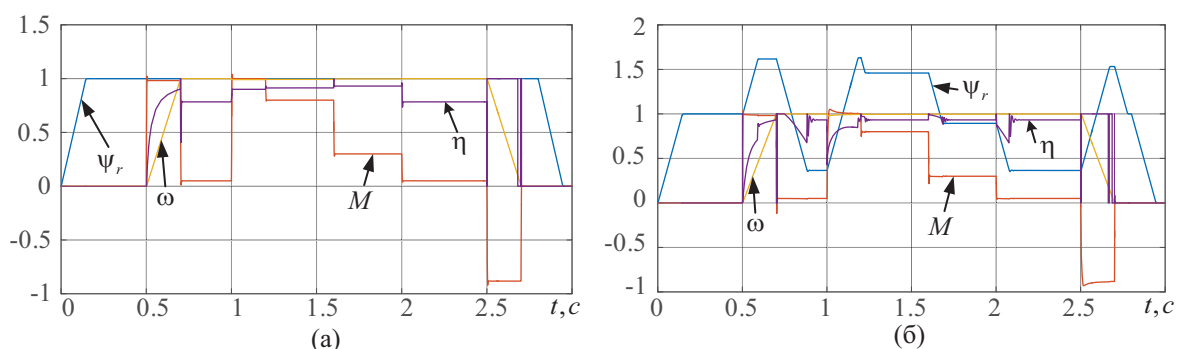


Рисунок 3.5 – Перехідні процеси типової та енергооптимальної системи при номінальних параметрах двигуна, де а – типова система, б – енергооптимальна система



Графіки перехідних процесів типової системи і системи з формуванням оптимального потокозчеплення при зменшенні індуктивності намагнічування  $L_{m,d}=0.5L_{m,n}$  двигуна зображені на рис. 3.6.

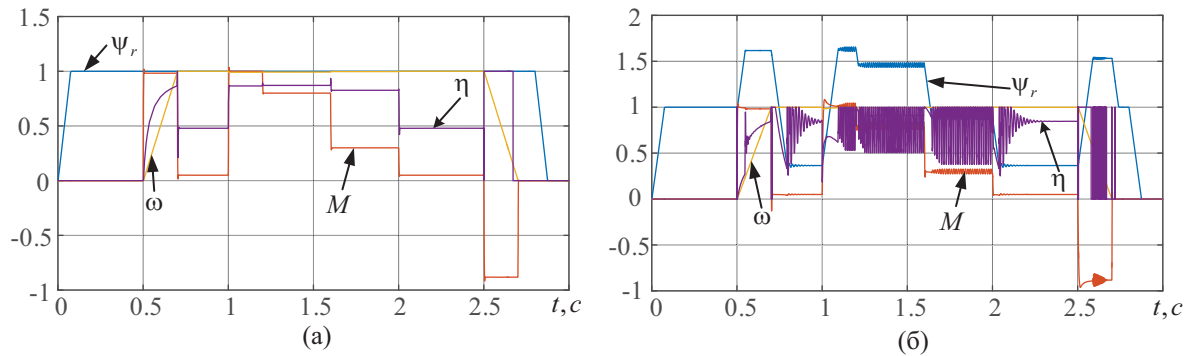


Рисунок 3.6 – Перехідні процеси типової та енергооптимальної системи при зменшенні індуктивності намагнічування двигуна, де а – типова система, б – енергооптимальна система

Графіки перехідних процесів типової системи і системи з формуванням оптимального потокозчеплення при збільшенні індуктивності намагнічування  $L_{m,d}=1.5L_{m,n}$  двигуна зображені на рис. 3.7.

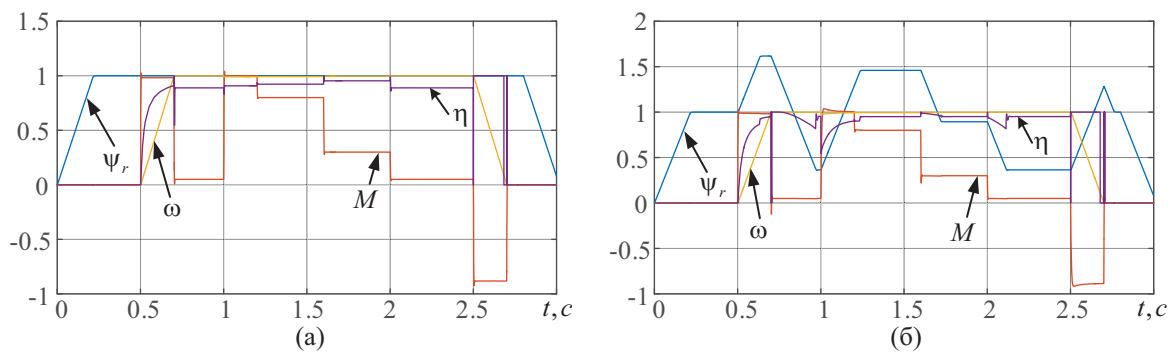


Рисунок 3.7 – Перехідні процеси типової та енергооптимальної системи при збільшенні індуктивності намагнічування двигуна, де а – типова система, б – енергооптимальна система

Графіки перехідних процесів типової системи і системи з формуванням оптимального потокозчеплення при зміні опору статора двигуна  $R_{s,d}=0.5R_{s,n}$ ,  $R_{s,d}=1.5R_{s,n}$  зображені на рис. 3.8.

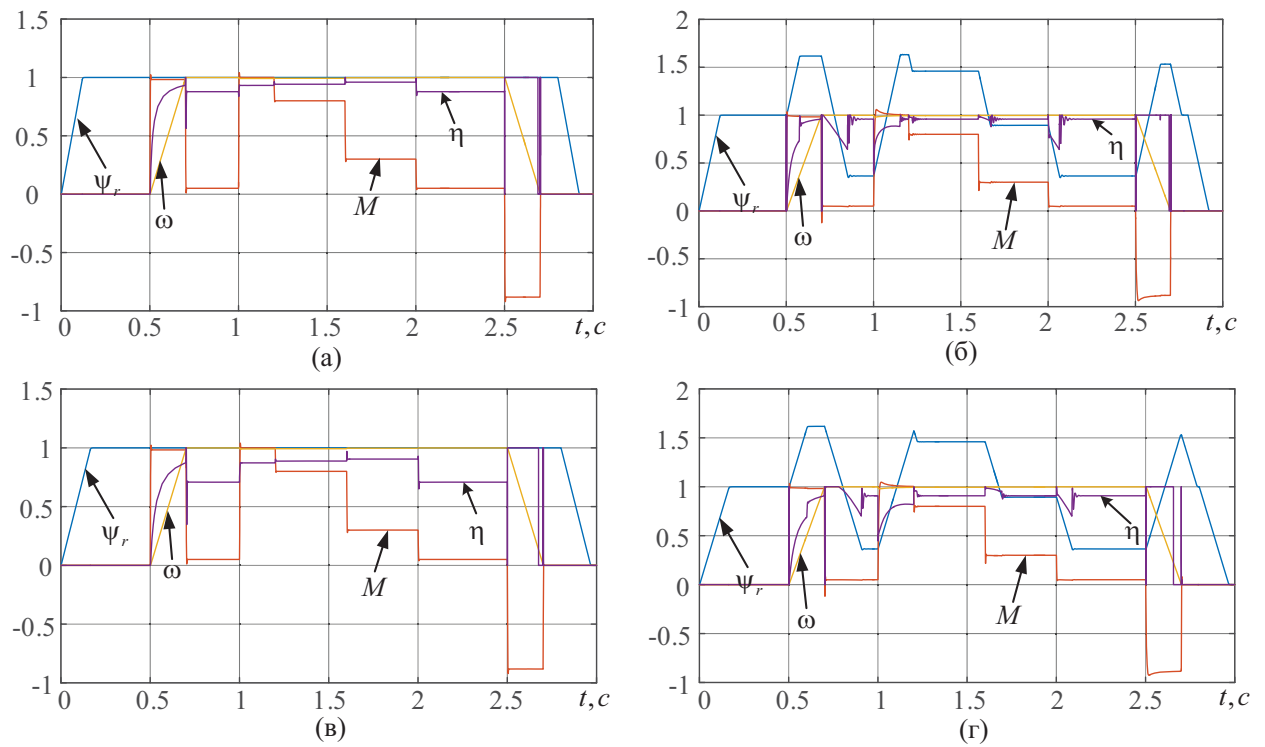


Рисунок 3.8 – Перехідні процеси типової та енергооптимальної системи при зміні опору статора двигуна

На графіку а – типова система при  $R_{s.d}=0.5R_{s.n}$ , б – енергооптимальна система при  $R_{s.d}=0.5R_{s.n}$ , в – типова система при  $R_{s.d}=1.5R_{s.n}$ , г – енергооптимальна система при  $R_{s.d}=1.5R_{s.n}$ .

Графіки перехідних процесів типової системи і системи з формуванням оптимального потокозчеплення при зміні опору ротора двигуна  $R_{r.d}=0.5R_{r.n}$ ,  $R_{r.d}=1.5R_{r.n}$  зображені на рис. 3.9.

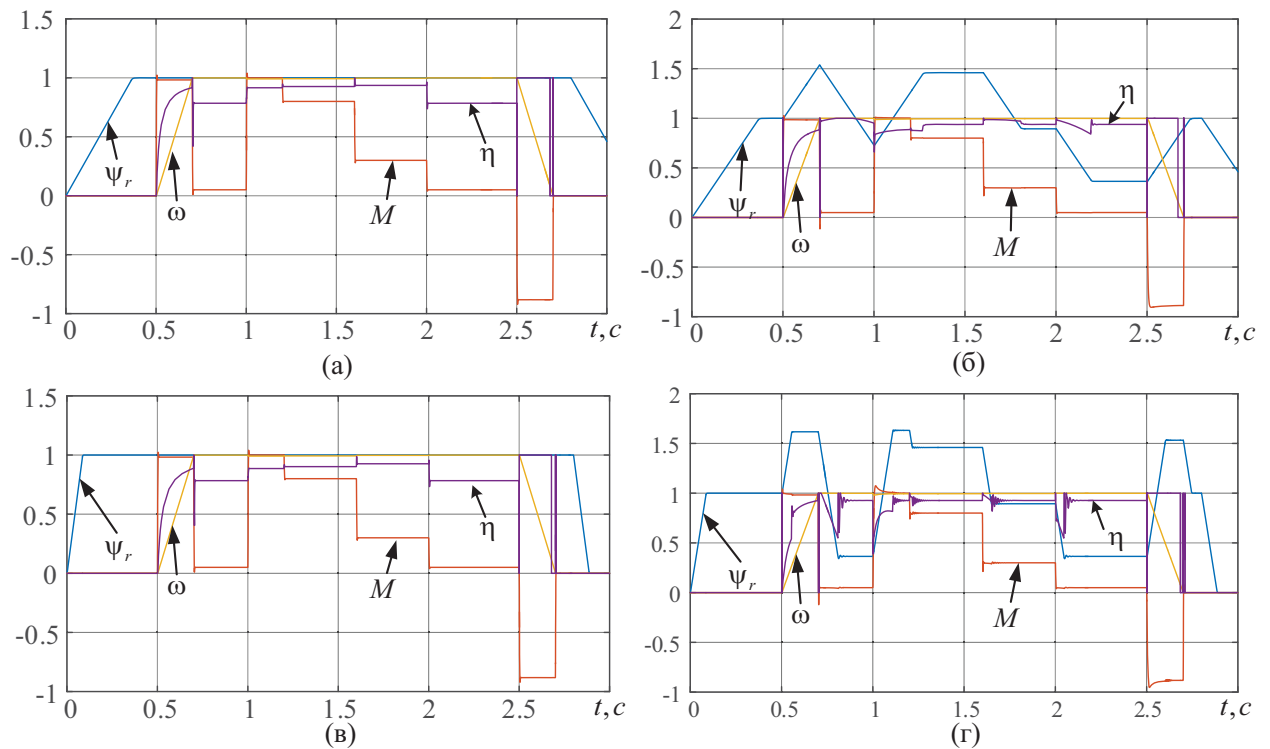


Рисунок 3.9 – Перехідні процеси типової та енергооптимальної системи при зміні опору ротора двигуна

На графіку а – типова система при  $R_{r.d}=0.5R_{r.n}$ , б – енергооптимальна система при  $R_{r.d}=0.5R_{r.n}$ , в – типова система при  $R_{r.d}=1.5R_{r.n}$ , г – енергооптимальна система при  $R_{r.d}=1.5R_{r.n}$ .

Аналізуючи вище зображені графіки на рис. 3.5 – рис. 3.9 можна побачити, що найбільший вплив на роботу системи має зміна індуктивності контуру намагнічування. Також видно, що зміна опору впливає на ККД, що є логічним, так як втрати в двигуні залежать від опорів.

Оскільки нас більше всього цікавить наскільки показники енергоефективності змінюються при зміні параметрів двигуна, проведемо дослідження наших систем (типової та енергоефективної) при роботі з малим моментом навантаження, а саме 0,05 від номінального значення, результати занесемо в табл. 3.2. Таке саме дослідження проведемо і для  $M_c = M_n$ , результати занесемо в табл. 3.3. Також побудуємо графіки залежності ККД від варіації параметрів електричної машини при  $M_c = 0.05M_n$  та  $M_c = M_n$ .

Таблиця 3.2 – Залежність ККД від варіації параметрів при  $M_c = 0.05M_n$ 

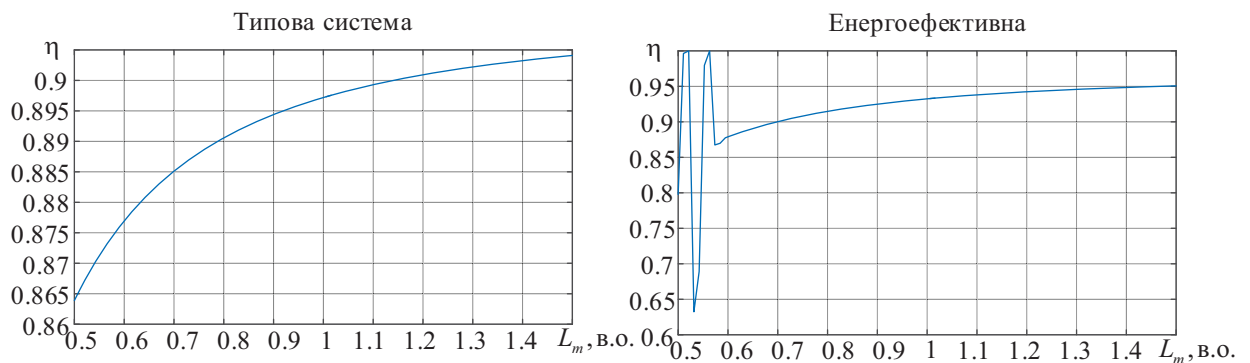
Параметр	0.5	1	1.5
$R_{s\_T}$	93	87.3	82.2
$R_{s\_MTPA}$	95.8	93.2	90.8
$R_{r\_T}$	87.5	87.3	87.2
$R_{r\_MTPA}$	93.4	93.2	92.7
$L_{m\_T}$	64.4	87.3	93.5
$L_{m\_MTPA}$	84.6	93.2	95

Таблиця 3.3 – Залежність ККД від варіації параметрів при  $M_c = M_n$ 

Параметр	0.5	1	1.5
$R_{s\_T}$	92.3	89.7	86.8
$R_{s\_MTPA}$	95.9	93.2	90.8
$R_{r\_T}$	91.3	89.7	88.2
$R_{r\_MTPA}$	93.8	93.2	92.6
$L_{m\_T}$	88.2	89.7	90.4
$L_{m\_MTPA}$	92.6	93.2	95.1

Для побудови графіків залежності ККД від зміни параметрів двигуна була написана програма в програмному середовищі MatLab, яка наведена у додатку Б.

Залежності ККД від опорів статора та ротора лінійні тому немає сенсу наводити ці графіки. Тому побудуємо залежності  $\eta(L_m)$  для  $M_c = 0.05M_n$  та  $M_c = M_n$  для типової та енергооптимальної системи. Графіки зображені на рис. 3.10 – 3.11.

Рисунок 3.10 – Залежність  $\eta(L_m)$  для  $M_c = M_n$

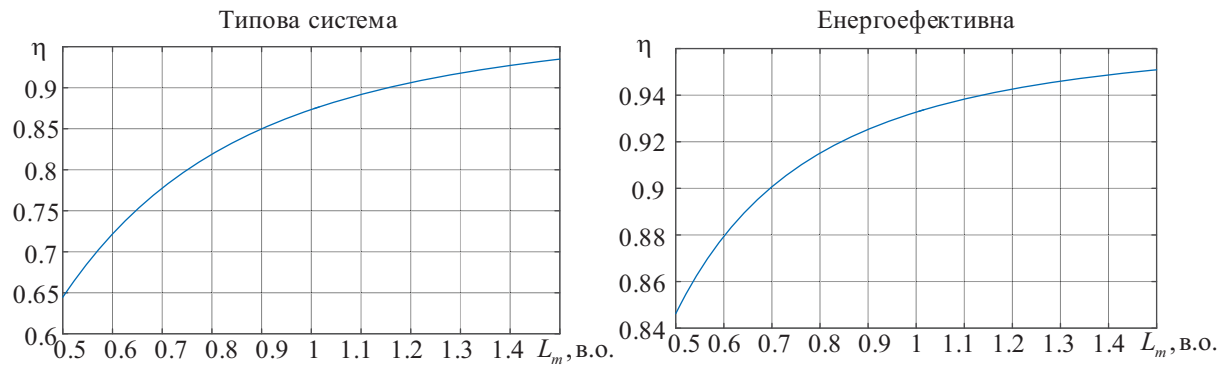


Рисунок 3.11 – Залежність  $\eta(L_m)$  для  $M_c = 0.05M_n$

Проаналізувавши отримані результати, а саме табл. 3.2-3.3 та графіки на рис. 3.10 – 3.11 можна сказати, що зміна індуктивності контуру намагнічування двигуна має найбільший вплив на енергетичні показники. Порівнюючи типову систему керування, де потокозчеплення постійне та енергооптимальну можна сказати, що використовуючи другу ефективність керування буде вищою. За винятком коли двигун працює з номінальним моментом при зменшенні індуктивності більше 0.6 від номінального значення. В цей момент в системі з'являються значні коливання потокозчеплення та моменту.

Оскільки  $L_m$  змінюється під час роботи реального двигуна внаслідок зміни потокозчеплення, то не врахування кривої намагнічування вносить значні неточності в дослідженні систем енергооптимального керування. Тому в наступному розділі буде розроблено математичну модель, яка враховує ефект насичення магнітопроводу.

### 3.5 Висновки до розділу

Для підвищення показників енергоефективності асинхронного електроприводу:

1. Здійснено аналіз втрат, який показує, що втрати в асинхронному двигуні складаються з теплових втрат в обмотках статора та ротора, втрат в сталі (від вихрових струмів та гістерезису), механічних втрат викликаних тертям підшипників та додатковими втратами. Так як механічні та додаткові втрати не зменшити шляхом зміни алгоритму керування, тому ці втрати вважатимуться постійними і незалежними від алгоритму керування;

2. Синтезовано енергооптимальний алгоритм формування завдання на потокозчеплення, який змінює завдання на потокозчеплення ротора в залежності від моменту навантаження та швидкості двигуна.

3. Досліджено чутливість синтезованого алгоритму керування та типової системи векторного керування до зміни параметрів двигуна та виявлено, що зміна індуктивності контуру намагнічування двигуна має найбільший вплив на енергетичні показники системи. Порівнюючи типову систему керування, де потокозчеплення постійне та енергооптимальну, можна сказати, що енергоефективність другої краща (видно на рис. 3.10 – 3.11).

## 4 РОЗРОБКА МОДЕЛІ АД З УРАХУВАННЯМ КРИВОЇ НАМАГНІЧУВАННЯ

Розглянута в розділі 2 модель АД найбільш широко застосовуються для аналізу і синтезу процесів в електроприводах з векторним керуванням. Однак якщо за умовами роботи АД потокозчеплення суттєво змінюється, то бажано враховувати зміни параметрів математичної моделі, пов'язані з ефектом насичення магнітної системи. Для АД, що живляться від перетворювачів частоти (ПЧ), зазвичай припускають, що кратність вихідних струмів в робочих режимах приводу обмежена (становить не більше 2-3 номінальних струмів статора), і ефектом насичення кіл розсіювання можна знехтувати, тобто змінною величиною при регулюванні потокозчеплення вважатимемо тільки індуктивність  $L_m$ . Тим більше що, як показують дослідження, індуктивності розсіювання мають незначний вплив на динамічні процеси.

Більш значний вплив має ефект насичення кола намагнічування. Зокрема, в робочих режимах приводу з двигунами серії 4А індуктивність намагнічування  $L_m$  може змінюватися до 30%.

В асинхронному електроприводі регулювання потокозчеплення потрібно в наступних режимах:

- 1) при роботі приводу на швидкостях, що перевищують номінальну (у 2-й зоні регулювання швидкості в режимі постійної потужності), відбувається ослаблення поля;
- 2) при оптимізації енергетичних характеристик приводу потрібне регулювання потоку намагнічування в залежності від навантаження;
- 3) при оптимізації динамічних характеристик приводу, зокрема швидкодії процесів, також потрібне регулювання потокозчеплення.

### 4.1 Виведення моделі з урахуванням кривої намагнічування

Для врахування ефекту насичення використовується один з наступних методів: метод статичних індуктивностей або метод динамічних

індуктивностей. Останній – істотно складніший. Для синтезу систем керування приводом зазвичай використовується більш простий метод статичних індуктивностей, що дає досить високу точність в описі динамічних процесів. У цьому методі нелінійність кола намагнічування враховується нелінійною статичною залежністю між потокозчепленням і струмом намагнічування, що задається таблично:

$$\bar{\Psi}_m = L_m(I_m)\bar{I}_m$$

або

$$\bar{I}_m = \frac{\bar{\Psi}_m}{L_m(\Psi_m)}.$$

Зокрема, якщо характеристика намагнічування задана в табличній формі сукупністю точок  $(\Psi_{m,n}, I_{m,n}), n=1, \dots, N$ , то для її апроксимації зручно використовувати степеневий поліном, в якому присутні тільки елементи з непарними показниками степені при потокозчепленні, тому що крива намагнічування є центрально симетричною. Зазвичай для апроксимації кривих намагнічування використовується степеневі багаточлени 5-7 порядків, наприклад,

$$I_m(\Psi_m) = \sum_{i=1}^k g_i \Psi_m^{2i-1}, i=1, 2, \dots, k. \quad (4.1)$$

Вибір непарних ступенів полінома (4.1) забезпечує симетрію характеристики щодо початку координат. У зв'язку з можливим розкидом точок вихідного масиву даних коефіцієнти поліноміальної апроксимації  $g_i$  знаходяться методом найменших квадратів. Для задовільної апроксимації характеристик намагнічування машин нормального виконання (в діапазоні зміни  $\Psi_m = (0 \dots 1.3) \Psi_{mnom}$ , що включає зону істотного насичення) практично достатньо у формулі (4.1) обмежитися  $k=4$ , тобто.

$$I_m(\Psi_m) = g_1 \Psi_m + g_2 \Psi_m^3 + g_3 \Psi_m^5 + g_4 \Psi_m^7$$



Застосування до цієї функції процедури поліноміальної регресії (апроксимація методом найменших квадратів) призводить до наступного матричного рівняння:

$$\begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ c_2 & c_3 & c_4 & c_5 \\ c_3 & c_4 & c_5 & c_6 \\ c_4 & c_5 & c_6 & c_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix},$$

де

$$c_j = \sum_{n=1}^N (\Psi_m^{2j})_n; n=1,2,\dots,N; j=1,2,\dots,2k-1; d_j = \sum_{n=1}^N (\Psi_m^{2j-1})_n (I_m)_n; k=4;$$

$n, N$  – відповідно порядковий номер і загальна кількість точок з масиву вихідних даних.

В результаті розв'язання цього рівняння знаходяться коефіцієнти полінома  $g_i$  і визначається аналітична залежність кривої намагнічування.

Відмітимо, що для неявнополюсних машин, до яких відноситься АД, нелінійний оператор залежить тільки від амплітуди векторних змінних і не залежить від їх напрямку. Вектори струму і потокозчеплення намагнічування залишаються при цьому співнаправленими.

З огляду на це математична модель АД в перетвореній ортогональній системі координат, що обертається з довільною швидкістю  $\omega_k$ , набуде вигляду

$$\begin{aligned}
\bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s; \\
0 &= R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) \bar{\Psi}_r; \\
\bar{\Psi}_s &= L_{\sigma s} \bar{I}_s + \bar{\Psi}_m; \\
\bar{\Psi}_r &= L_{\sigma r} \bar{I}_r + \bar{\Psi}_m; \\
\bar{\Psi}_m &= L_m (I_m) \bar{I}_m; \\
M &= \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s; \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{M - M_c}{J}.
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Дану модель можна перетворити, записавши її відносно обраної пари векторних змінних, наприклад  $\bar{I}_s$  і  $\bar{\Psi}_r$ ,  $\bar{\Psi}_s$  і  $\bar{\Psi}_r$  і т.д.

Запишемо модель (4.2) відносно струму статора  $\bar{I}_s$  та потокозчеплення ротора  $\bar{\Psi}_r$ . Для початку запишемо рівняння зв'язку.

$$\begin{aligned}
\bar{I}_m &= \bar{I}_s + \bar{I}_r; \\
\bar{\Psi}_m &= L_m (I_m) \bar{I}_m = L_m (I_m) \bar{I}_s + L_m (I_m) \bar{I}_r; \\
\bar{\Psi}_r &= L_{\sigma r} \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s + L_m (I_m) \bar{I}_r = L_2 (I_m) \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s.
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Рівняння (4.3) перепишеться:

$$\begin{aligned}
\bar{I}_r &= \frac{\bar{\Psi}_r - L_m \bar{I}_s}{L_2 (I_m)}; \\
\bar{\Psi}_m &= \left( L_m (I_m) - \frac{L_m^2 (I_m)}{L_2 (I_m)} \right) \bar{I}_s + \frac{L_m (I_m)}{L_2 (I_m)} \bar{\Psi}_r.
\end{aligned}$$

Потокозчеплення ротора

$$\bar{\Psi}_s = \left( L_{\sigma s} + L_m (I_m) \left( 1 - \frac{L_m (I_m)}{L_2 (I_m)} \right) \right) \bar{I}_s + \frac{L_m (I_m)}{L_2 (I_m)} \bar{\Psi}_r.$$

Перепишемо рівняння напруги ротора:

$$0 = \left( \frac{R_r}{L_2(I_m)} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) \right) \bar{\Psi}_r - \frac{L_m}{L_2(I_m)} \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt}$$

$$\frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} = \frac{L_m}{L_2(I_m)} \bar{I}_s - \left( \frac{R_r}{L_2(I_m)} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) \right) \bar{\Psi}_r \quad (4.4)$$

$$\bar{U}_s = \left( R_s + j\omega_k \left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right) + \frac{L_m^2(I_m)}{L_2^2(I_m)} \right) \bar{I}_s +$$

$$+ \left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right) \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \left( 1 - \frac{R_r}{L_2(I_m)} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) \right) \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \bar{\Psi}_r$$

$$\frac{d\bar{I}_s}{dt} = \frac{\bar{U}_s - \left( R_s + j\omega_k \left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right) + \frac{L_m^2(I_m)}{L_2^2(I_m)} \right) \bar{I}_s}{\left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right)} -$$

$$- \frac{\left( 1 - \frac{R_r}{L_2(I_m)} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) \right) \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \bar{\Psi}_r}{\left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right)} \quad (4.5)$$

Для переходу в обертову систему координат (d, q) орієнтовану за вектором потокозчеплення потрібно виконати підстановку  $\bar{I}_s = i_{sd} + ji_{sq}$ ;  $\bar{\Psi}_r = \psi_{rd} + j\psi_{rq}$ ;  $\bar{U}_s = u_{sd} + ju_{sq}$  у рівняння (4.4), (4.5) і виділити дійсну та уявну частини. При орієнтації системи координат за вектором потокозчеплення ротора  $\omega_k = \omega_e$ ;  $\psi_{rq} = 0$ ;  $\psi_{rd} = \psi_r$ .

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{u_{sd} - \left( R_s + \frac{L_m^2(I_m)}{L_2^2(I_m)} \right) + \omega_e \left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right) i_{sq}}{\left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right)} -$$

$$- \frac{\left( 1 - \frac{R_r}{L_2(I_m)} \right) \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \psi_{rd}}{\left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right)} \quad (4.6)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{u_{sq} - \left( R_s + \frac{L_m^2(I_m)}{L_2^2(I_m)} \right) i_{sq} - \omega_e \left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right) i_{sd}}{\left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right)} -$$

$$\frac{\left( (\omega_e - \omega_r Z_p) \right) \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \psi_{rd}}{\left( L_{\sigma s} + L_m(I_m) \left( 1 - \frac{L_m(I_m)}{L_2(I_m)} \right) \right)} \quad (4.7)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{L_2(I_m)} i_s - \left( \frac{R_r}{L_2(I_m)} \right) \psi_{rd} \quad (4.8)$$

$$0 = \frac{L_m}{L_2(I_m)} i_{sq} - j(\omega_e - \omega_r Z_p) \psi_{rd}$$

$$\omega_e = \frac{L_m}{L_2(I_m)} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} + \omega_r Z_p \quad (4.9)$$

Доповнивши отримані рівняння (4.6)-(4.9) рівняннями механічної частини (2.10) отримаємо математичну модель асинхронного двигуна в координатах (d-q) орієнтовану за вектором потокозчеплення ротора.

У загальному випадку система нелінійних диференціальних і алгебраїчних рівнянь (4.2) вирішується ітераційно. Однак якщо припустити, що між кроками розрахунку струм намагнічування змінюється незначно, то ітерації можна виключити.

Іноді для опису процесів в машині зручно користуватися не абсолютними, а відносними значеннями змінних. Перехід до систем відносних (безрозмірних) змінних і параметрів здійснюється на основі їх базисних значень [26].

*Визначення кривої намагнічування.*

Так як безпосереднє вимірювання потокозчеплення електричної машини в повітряному зазорі неможливе, то визначення кривої намагнічування може здійснюватися опосередкованим методом. Для цього виконується дослід описаний нижче.

Навантажувальна машина, яка знаходиться на одному валу з досліджуваним двигуном, підкручує досліджуваний двигун так, що  $\omega = \omega_0$ , забезпечуючи режим ідеального холостого ходу

У разі відсутності навантажувальної машини може бути застосовано інший підхід. Досліджуваний двигун розганяється до номінальної швидкості з використанням будь-якого стандартного алгоритму керування кутовою швидкістю. По завершенню розгону двигун переводиться в режим вільного вибігу

Рівняння електричної рівноваги для статорного кола АД [27] з врахуванням нелінійності контуру намагнічування в системі координат (d-q) матимуть вигляд:

$$\begin{aligned} u_d &= i_d R_s - (i_q L_{s\sigma}) \omega_0 + \dot{\psi}_d, \\ u_q &= i_q R_s + (i_d L_{s\sigma} + i_d L_m(I_m)) \omega_0 + \dot{\psi}_q. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Для отримання залежності  $L_m(i_m)$  виконується серія тестів при різних значеннях  $\psi^*$ , або шляхом плавної зміни  $\psi^*$  так, що  $\dot{\psi}^* \approx 0$ . Тоді можна прийняти, що двигун працює в статичному режимі, тобто  $\dot{\psi}_d = \dot{\psi}_q = 0$ . В режимі ідеального холостого ходу моментна компонента струму статора та струм ротора дорівнюють нулю.

Струм намагнічування визначається як

$$i_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = i_d.$$

Тоді рівняння напруг (4.10) запишуться в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d, \\ u_q &= \omega_0 (L_{s\sigma} i_d + L_m(I_m) i_d). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Залежність  $L_m(I_m)$  визначається з другого рівняння (4.11) наступним чином:

$$L_m(I_m) = L_m(i_d) = \frac{u_q}{\omega_0 i_d} - L_{s\sigma}$$

Оскільки безпосереднього доступу до двигуна, для проведення дослідів немає, доведеться шукати вигляд кривої намагнічування в літературі

При її опрацюванні було виявлено, що вигляд кривої намагнічування відрізняється у різних авторів.

На рис. 4.1 приведені залежності кривих намагнічування представлені в різних джерелах.

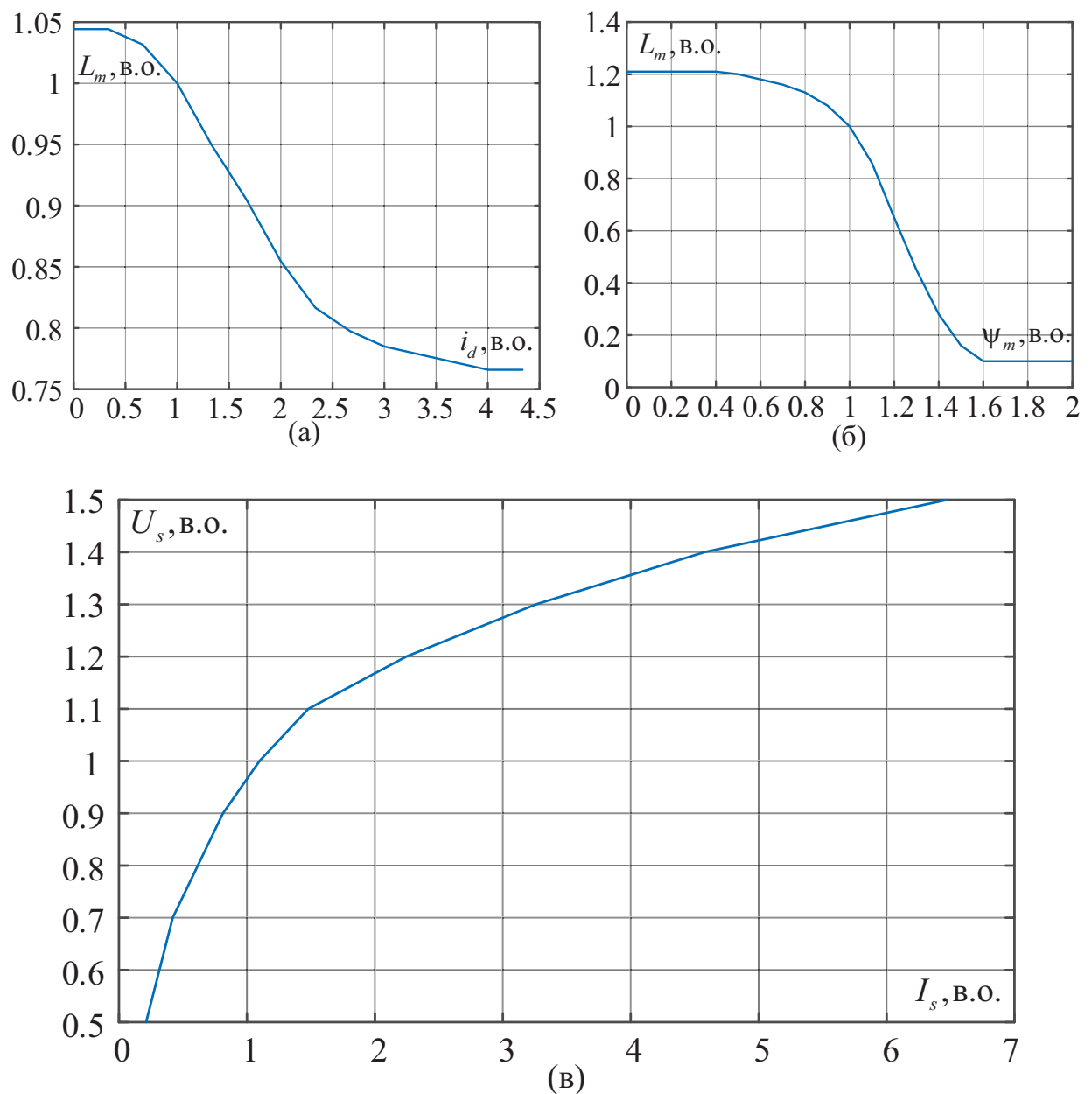


Рисунок 4.1 – Криві намагнічування представлені в різних джерелах

Де а – залежність  $L_m(I_m)$  визначена експериментально в [28] для двигуна потужністю 5.5 кВт; б – типова залежність  $L_m(\Psi_m)$  для двигунів серії 4А наведена в [37]; в – крива намагнічування взята з блоку *Asynchronous Machine pu Units* бібліотеки *Simscape* програми *MatLab*.

Для подальшого вибору кривої виконаємо їх порівняння на моделі, що враховує нелінійність індуктивності контуру намагнічування, дослід проводився в режимі холостого ходу. Після розгону і закінчення перехідних процесів потрібно плавно змінювати напругу статора і вимірювати струм статора. Оскільки моментної компоненти струму немає, то  $i_s = i_{sd}$ . Отримані результати зображені на рис. 4.2.

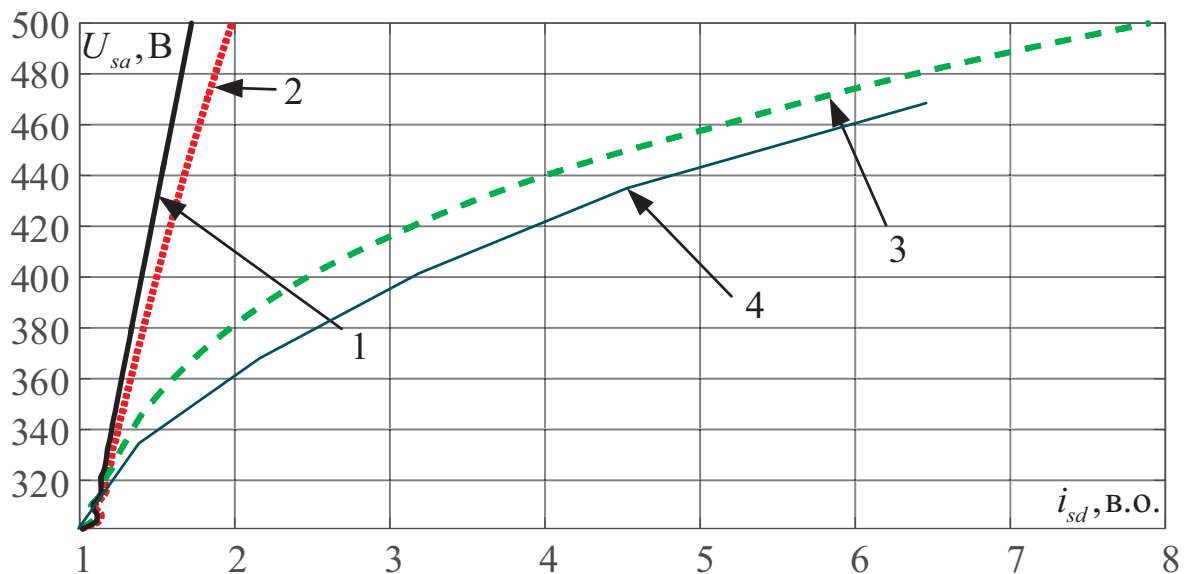


Рисунок 4.2 – Порівняння різних кривих намагнічування

Де 1 – крива намагнічування не враховується; 2 – крива визначена експериментально в [28]; 3 – типова крива намагнічування взята в [37]; 4 – крива взята з блоку *Asynchronous Machine pu Units*.

Аналізуючи вище зображений графік можна сказати що крива 2 мало відрізняється від лінійної системи, ефект насичення в ній мало помітний. 3 та 4 між собою схожі, за винятком того, що в кривій 4 насичення системи відбувається раніше. З огляду на вище сказане було вибрано криву 3 вигляд, якої зображений на рис. 4.1 (б).

## 4.2 Дослідження розробленої моделі двигуна з урахування нелінійності магнітного кола

Перехідні процеси прямого пуску двигуна в режимі насичення  $U_{sa} = 400$  В зображені на рис. 4.3 (1 – не враховується крива намагнічування, 2 – враховується).

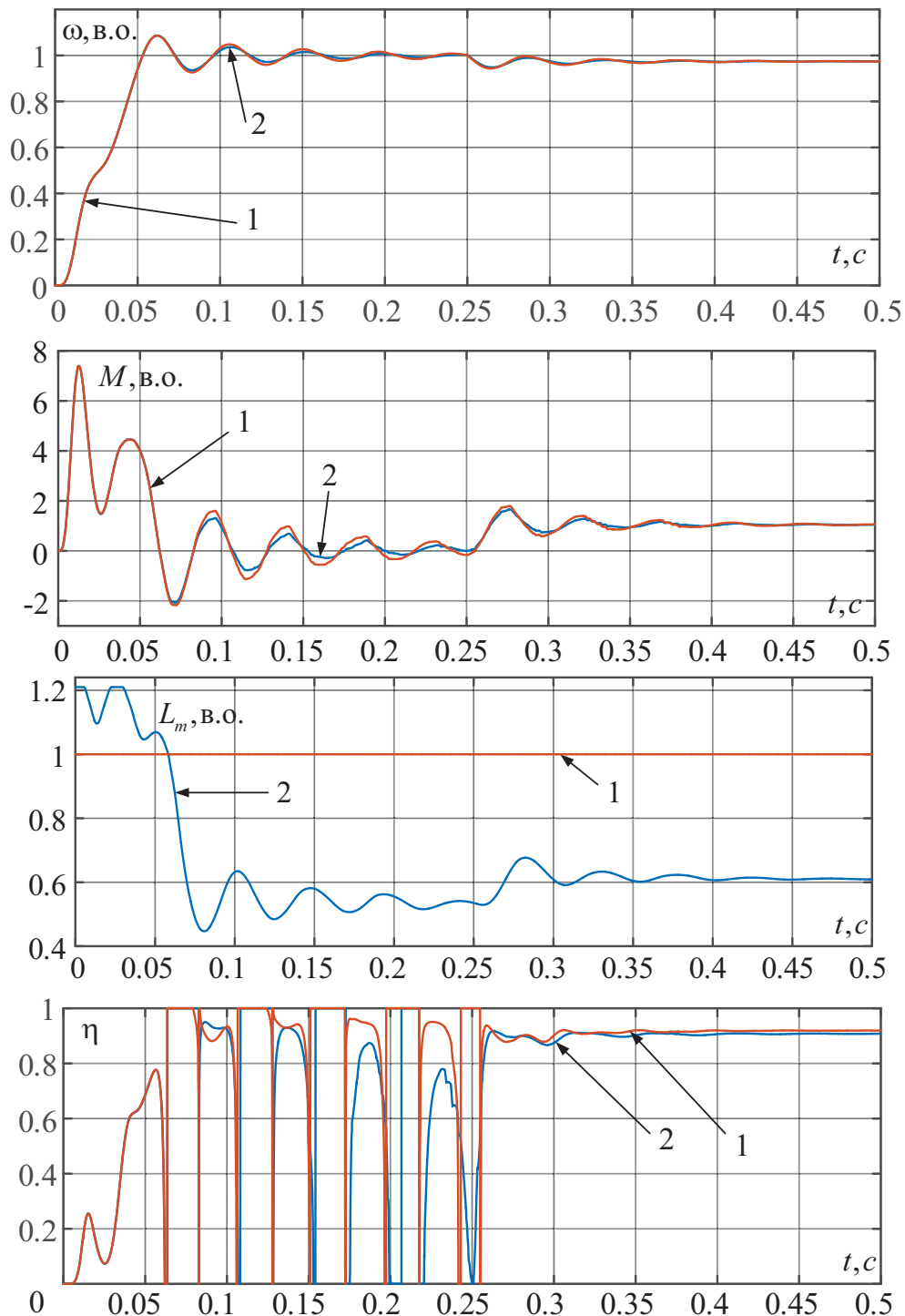


Рисунок 4.3 – Перехідні процеси при прямому пуску двигуна без врахування кривої намагнічування і з урахуванням



Аналізуючи графіки зображені на рис.4.3 можна сказати, що перехідні процеси моменту та швидкості відрізняються в динаміці (коливання в моделі двигуна, коли враховується крива намагнічування, менші), статиці розбіжностей не видно. Коефіцієнт корисної дії в статистиці при роботі з номінальним моментом менший ніж в системі без врахування кривої.

Виконаємо дослідження роботи системи енергооптимального керування швидкістю АД при умові, що модель двигуна враховує криву намагнічування, а алгоритм формування оптимального потокозчеплення – ні. На рис. 4.4 зображено графіки перехідних процесів  $M, \omega, \psi_r, \eta$ , а також перехідні процеси струмів  $i_s, i_{sd}, i_{sq}$  та напруг  $u_s, u_{sd}, u_{sq}$  статора в типовій системі при не врахуванні кривої намагнічування. Всі змінні представлені у відносних одиницях.

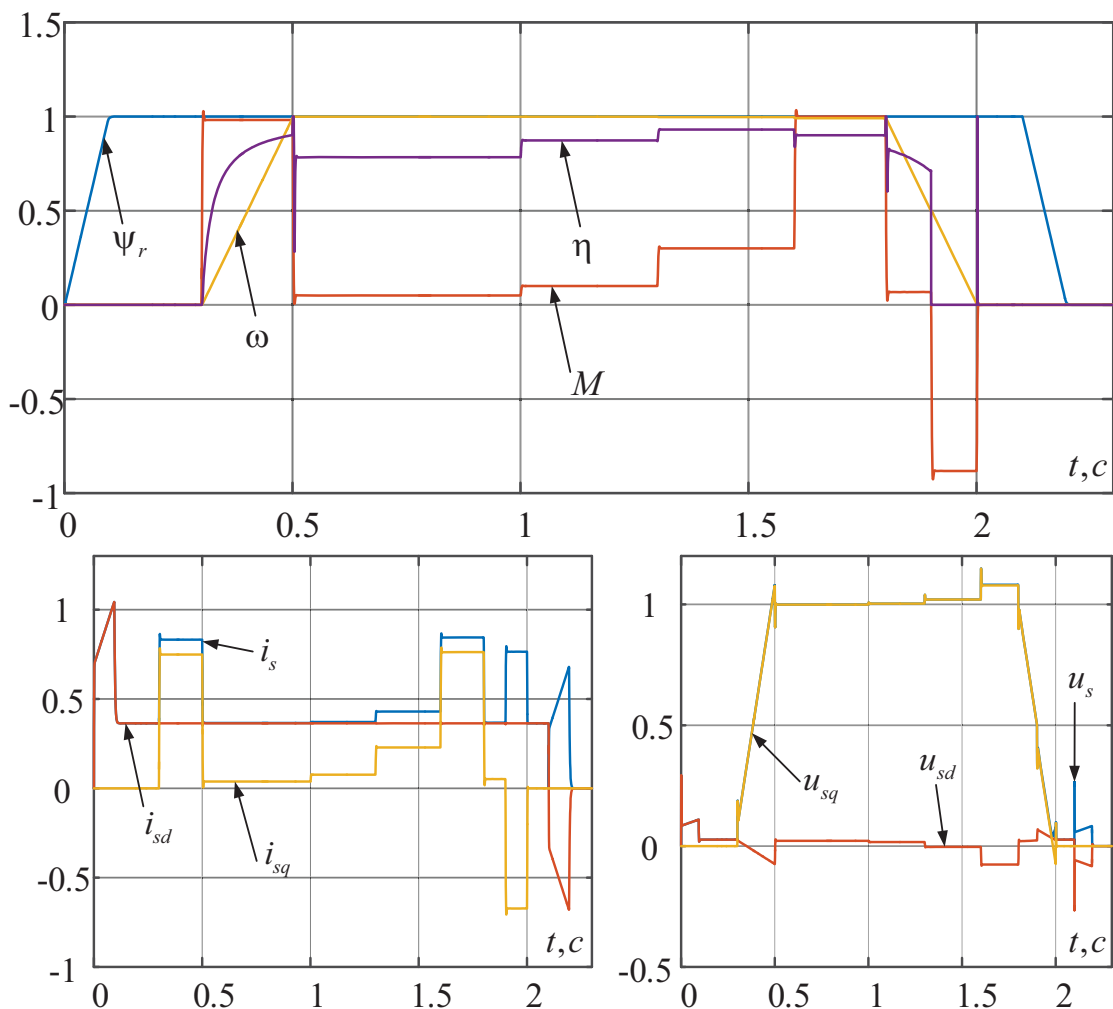


Рисунок 4.4 – Перехідні процеси типової системи без урахування кривої намагнічування

Графіки перехідних процесів  $M, \omega, \psi_r, \eta$ , а також перехідні процеси струмів  $i_s, i_{sd}, i_{sq}$  та напруг  $u_s, u_{sd}, u_{sq}$  статора в енергооптимальній системі без врахування кривої намагнічування зображені на рис. 4.5.

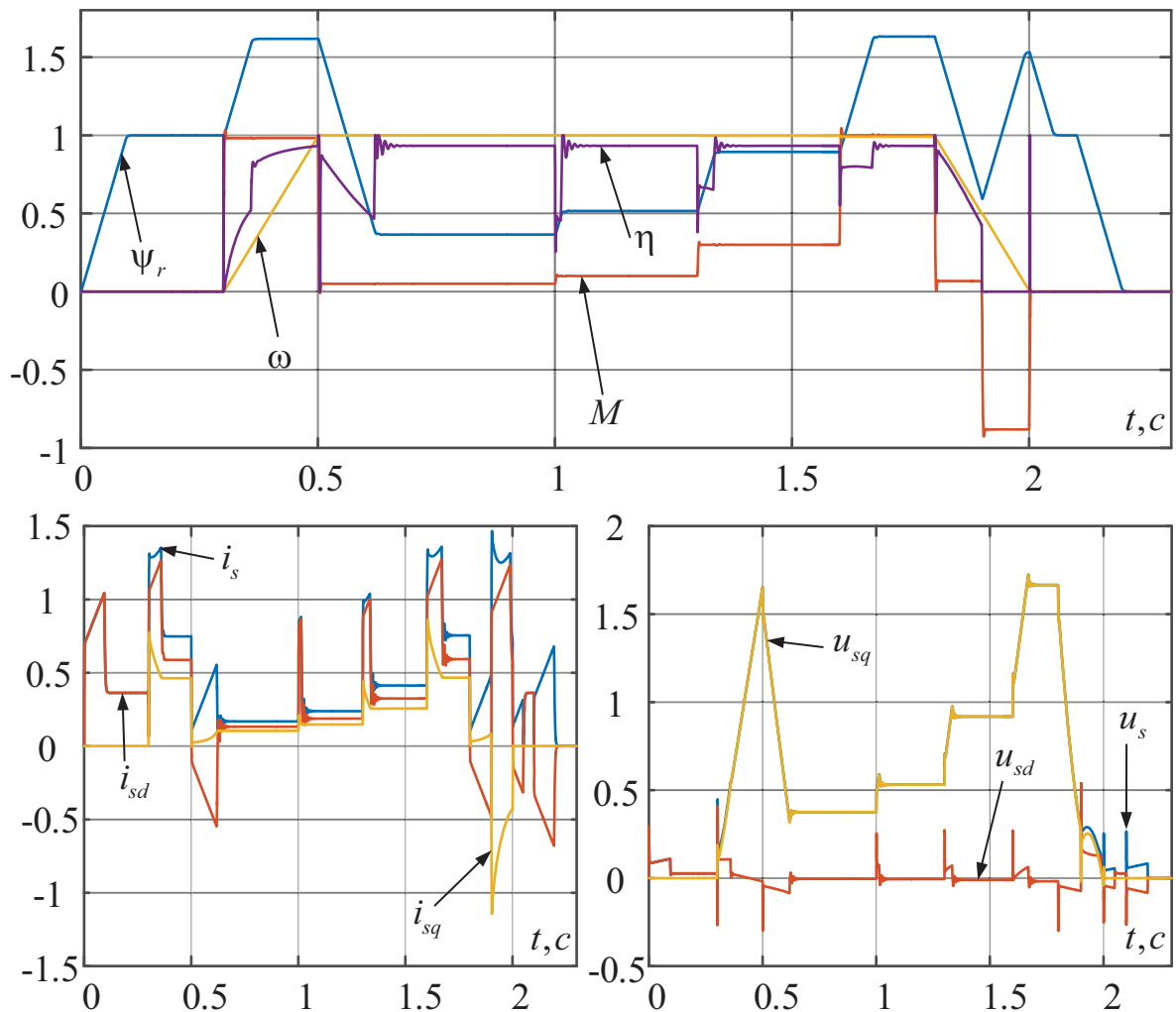


Рисунок 4.5 – Перехідні процеси енергооптимальної системи без урахування кривої намагнічування

Система енергооптимального керування не враховує обмеження по напрузі, тому для нормальної роботи системи двигун потрібно підключати до перетворювача частоти з напругою більше номінальної двигуна. У разі обмеження напруги на номінальному рівні, при навантаженнях вище номінального неможливо буде підмагнітити двигун для досягнення

енергооптимального потокозчеплення, що в свою чергу призведе до збільшення втрат.

На рис. 4.6 зображено графіки перехідних процесів  $M, \omega, \psi_r, \eta$ , а також перехідні процеси струмів  $i_s, i_{sd}, i_{sq}$  та напруг  $u_s, u_{sd}, u_{sq}$  статора в типовій системі керування при врахуванні кривої намагнічування в моделі двигуна і без урахування в алгоритмі керування.

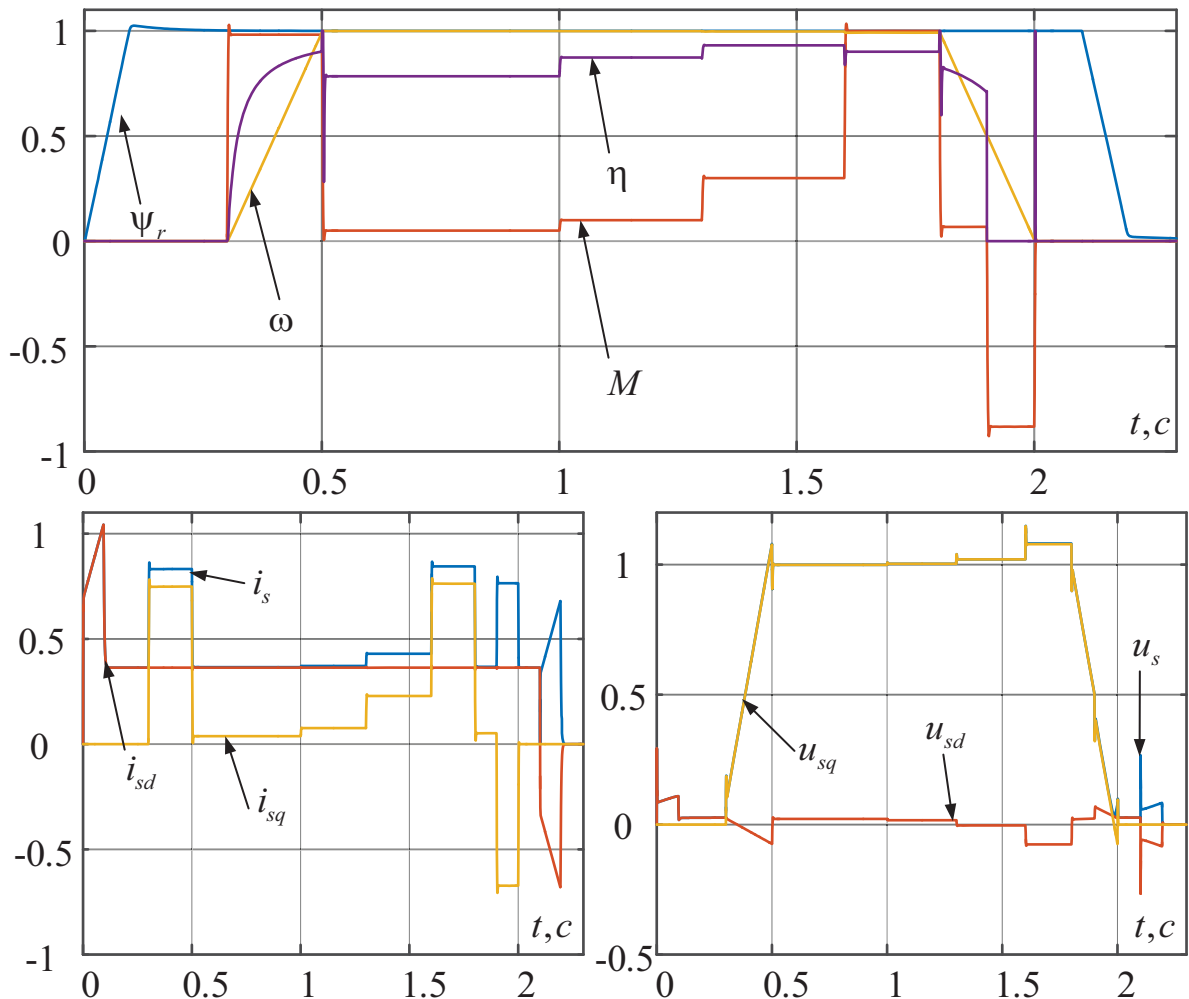


Рисунок 4.6 – Перехідні процеси типової системи з урахування кривої намагнічування двигуна

На рис. 4.7 зображено графіки перехідних процесів  $M, \omega, \psi_r, \eta$ , а також перехідні процеси струмів  $i_s, i_{sd}, i_{sq}$  та напруг  $u_s, u_{sd}, u_{sq}$  статора в енергооптимальній системі керування при врахуванні кривої намагнічування в моделі двигуна і без урахування в алгоритмі керування.

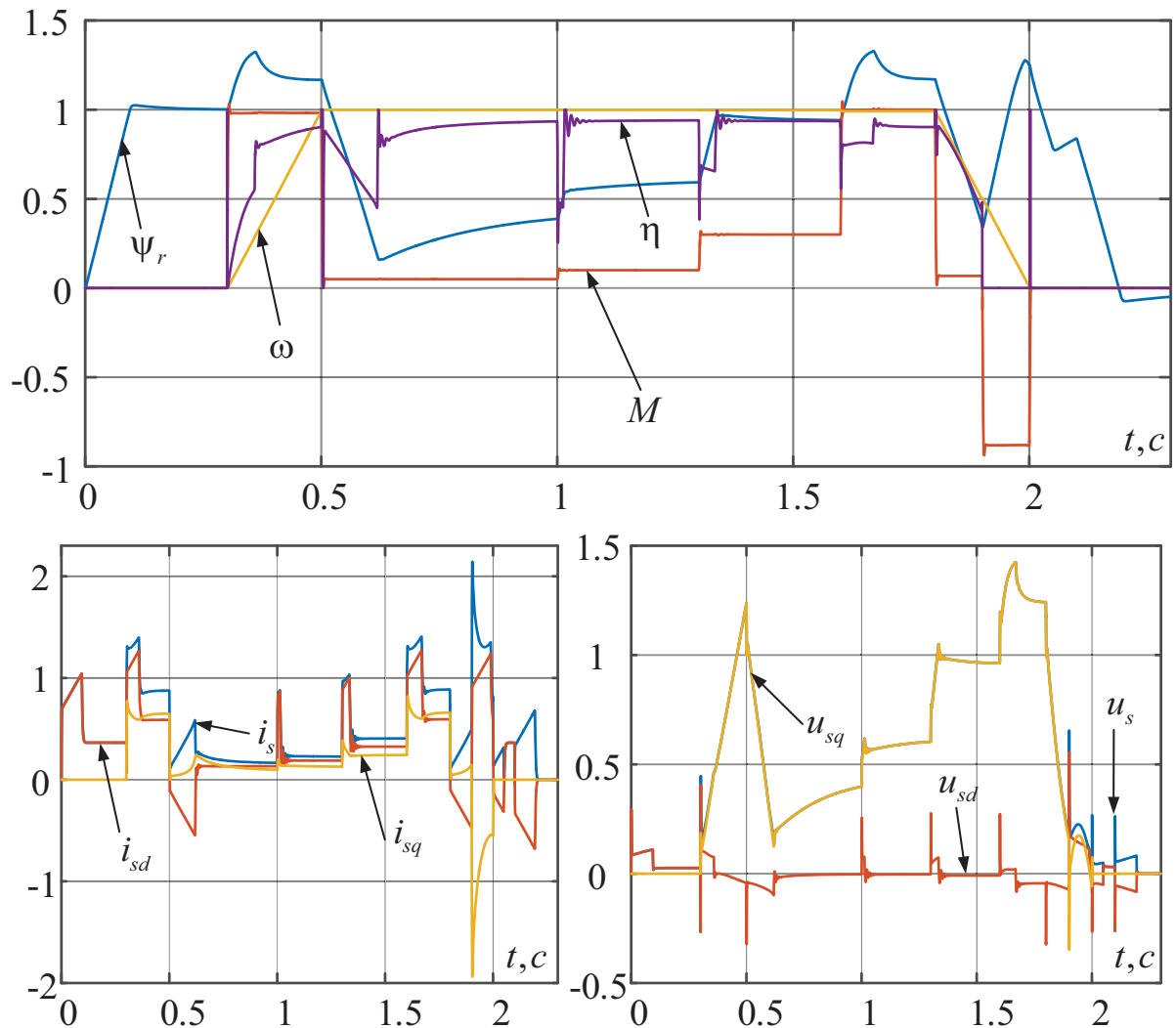


Рисунок 4.7 – Перехідні процеси енергооптимальної системи з урахування кривої намагнічування двигуна

Аналізуючи графіки зображені на рис. 4.6 – 4.7 видно що типова система порівняно з енергооптимальною не змінює потокозчеплення, що призводить до погіршення ККД, вплив нелінійності кривої намагнічування мінімальний оскільки потокозчеплення ротора не заходить в зону насичення на відміну від енергооптимальної, де при роботі з навантаженням вище номінального двигун заходить в насичення та індуктивність контуру намагнічування зменшується, що призводить до не точного вибору оптимального потокозчеплення.

На рис. 4.8 зображено графіки перехідних процесів  $M, \omega, \psi_r, \eta$ , а також перехідні процеси струмів  $i_s, i_{sd}, i_{sq}$  та напруг  $u_s, u_{sd}, u_{sq}$  статора в

енергооптимальній системі керування при врахуванні кривої намагнічування в моделі двигуна і алгоритмі керування.

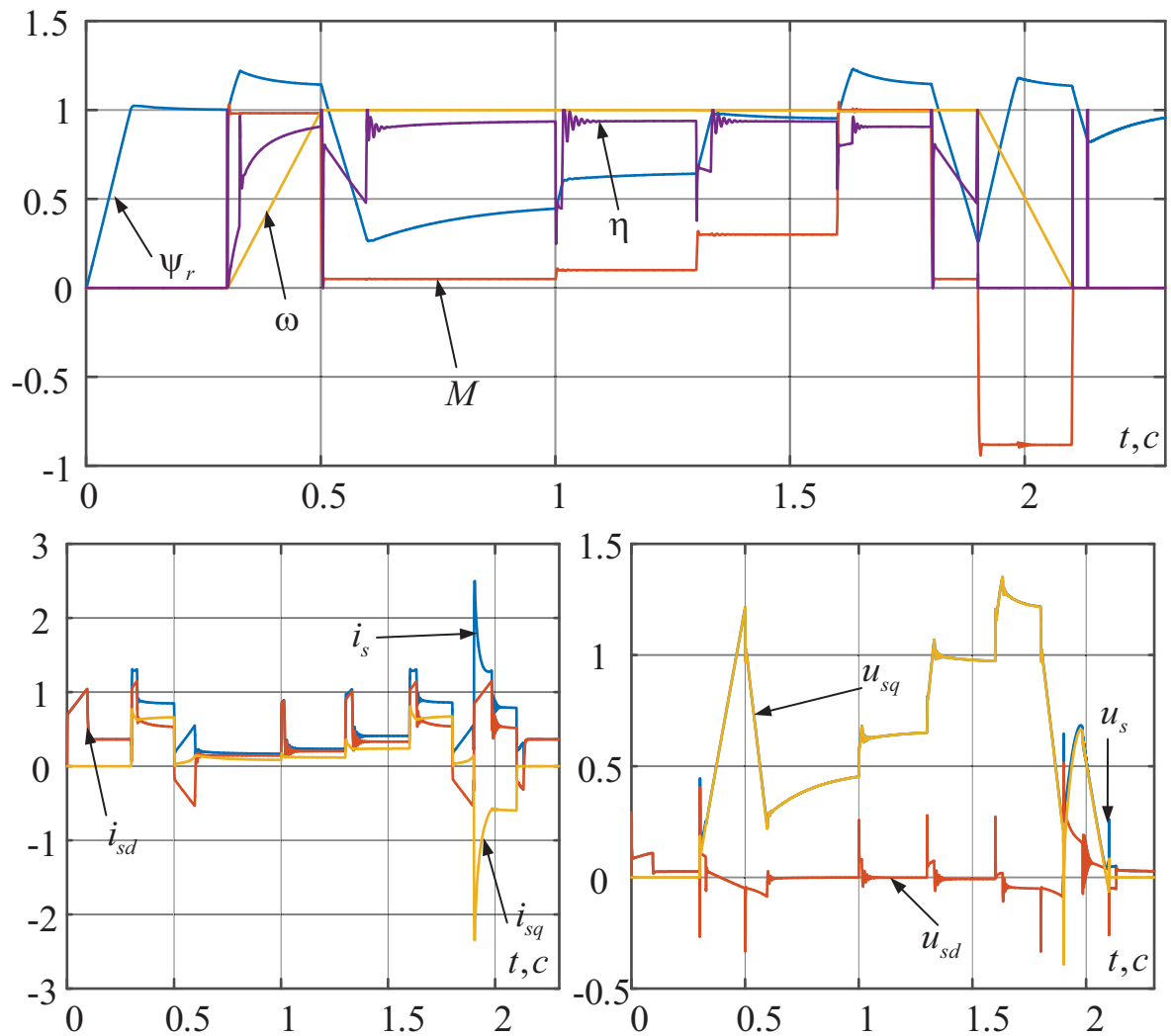


Рисунок 4.8 – Перехідні процеси енергооптимальної системи з урахування кривої намагнічування двигуна та алгоритму формування потокозчеплення

З графіків на рис. 4.8 видно, що перехідні процеси внаслідок врахування кривої намагнічування в алгоритмі формування потокозчеплення покращилися. Хоча різниця між врахуванням кривої і без врахування в алгоритмі формування потокозчеплення не значна.

Модель АД з врахуванням кривої намагнічування приведена в додатку Б.

### 4.3 Висновки до розділу

Для врахування нелінійності кола намагнічування асинхронного двигуна:

1. Розроблено математичну модель двигуна з врахуванням кривої намагнічування в обертовій системі координат орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора.

2. Досліджено перехідні процеси прямого пуску в режимі насичення. Виявлено, що коливання моменту та швидкості в моделі двигуна, коли враховується крива намагнічування, менші ніж коливання в типовій моделі. В статистиці розбіжностей не видно. Коефіцієнт корисної дії в статистиці при роботі з номінальним моментом менший ніж в системі без врахування кривої.

3. Досліджено перехідні процеси типової системи векторного керування швидкістю АД для двигуна без врахування кривої намагнічування та з врахуванням. Ефект насичення в такій системі мало помітний, оскільки задане потокозчеплення постійне і рівне номінальному значенню (двигун не працює в зоні насичення).

4. Досліджено енергооптимальну систему векторного керування коли модель двигуна не враховує нелінійність індуктивності магнітного кола та при врахуванні нелінійності в двигуні без врахування в алгоритмі формування енергооптимального потокозчеплення. Виявлено, що внаслідок врахування кривої намагнічування в моделі двигуна, при роботі з навантаженням вище номінального, коли двигун заходить в насичення та індуктивність контуру намагнічування зменшується, виникає неточність у виборі оптимального потокозчеплення. Показники енергоефективності кращі ніж при використанні типової системи керування.

5. Також проведено дослід при врахуванні кривої намагнічування і в двигуні і в алгоритмі формування потокозчеплення. В цьому випадку алгоритм керування підлаштовується до зміни індуктивності контуру намагнічування і формує задане потокозчеплення, так щоб двигун працював в точці максимальної енергоефективності.

Не врахування кривої намагнічування призводить до того, що перехідні процеси будуть значно відрізнятися від перехідних процесів в моделі, яка враховує даний ефект, особливо при використанні енергооптимальних законів керування, оскільки в таких системах потокозчеплення може бути вищим за номінальне значення. Використання розробленого алгоритму формування енергооптимального потокозчеплення, ніяк не впливає на перехідні процеси швидкості та моменту асинхронного двигуна.

Слід зазначити, що розроблена модель не враховує втрати в сталі, які мають значний вплив на енергоефективність при роботі двигуна в другій зоні. Тому виникає необхідність в розробці такої моделі.

## **5 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АД З УРАХУВАННЯМ ВТРАТ В СТАЛІ ТА НАСИЧЕННЯ МАГНІТНОЇ СИСТЕМИ**

Для дослідження динаміки асинхронного двигуна (АД) і рішення задач синтезу динамічних режимів асинхронного електроприводу найбільш часто застосовуються математичні моделі на основі рівнянь Парка – Горєва [29], що не враховують втрати в сталі, ефекти насичення магнітної системи і витіснення струму в стержнях ротора. У деяких режимах це призводить до суттєвих кількісних і якісних відхилень розрахункових динамічних і статичних характеристик приводу від реальних. Урахування кожного з цих ефектів окремо і, тим більше, їх спільний розгляд пов'язані зі значними труднощами, серед яких проблема визначення параметрів моделі; складні залежності параметрів від змінних приводу (струмів, потокозчеплення, частоти струмів статора і ротора); істотне ускладнення системи рівнянь і алгоритмів розрахунку. Відомі математичні моделі або враховують лише частину цих ефектів, наприклад насичення кола намагнічування, або настільки складні, що погано підходять для застосування в задачах аналізу і синтезу динамічних процесів в асинхронному електроприводі, зокрема в електроприводі з перетворювачами частоти.

Особливо це проявляється при вирішенні завдань аналізу і синтезу динамічних процесів в реальному часі роботи електроприводу.

Важливість завдання врахування втрат в сталі принаймні при роботі АД з навантаженнями, що не перевищують номінального значення, визначається істотним внеском цих втрат в сумарні втрати машини. Так, для АД серії 4А втрати в сталі можуть становити  $> 20\%$  від повних втрат номінального режиму і  $> 50\%$  від повних втрат холостого ходу. Неврахування цих втрат при аналізі енергетичних характеристик приводу призводить до істотних погрішностей. Невеликий вплив втрати в сталі здійснюють також і на величину та взаємну орієнтацію узагальнених векторів електромагнітних змінних АД (напруги, струмів, потокозчеплення) в статичних і динамічних режимах роботи.



### 5.1 Розробка моделі АД з врахуванням втрат в сталі

Відомий підхід [30] до врахування втрат в сталі від вихрових струмів шляхом включення паралельно кола намагнічування Т- подібної схеми заміщення двигуна еквівалентних RL - кіл із зосередженими параметрами, окремих для опису процесів в сталі статора і ротора. Основні недоліки даного методу: по-перше, він враховує тільки одну складову втрат в сталі, тоді як втрати від гістерезису, зокрема, в двигунах серії 4А на номінальних частотах порівнянні з втратами від вихрових струмів, а на частотах, менших номінальної, втрати від гістерезису можуть значно перевищувати втрати від вихрових струмів. По-друге, існує серйозна проблема, пов'язана з визначенням параметрів даних еквівалентних кіл, особливо індуктивності. Запропонований в [30] метод заснований на використанні додаткової вимірювальної обмотки, що вбудовується в двигун, що само по собі незручно, а також на сумнівному припущенні, що у всіх режимах роботи коефіцієнт відношення індуктивного і активного опорів еквівалентної кола втрат в сталі постійний і дорівнює 0,6. Це співвідношення, введене Л.Р. Нейманом, було використано в [31] для випадку масивного ротора і поширене в [30] на шихтованого сердечники. Строго кажучи, це припущення можна вважати справедливим тільки при явно вираженому поверхневому ефекті, при якому  $d_{\min} \geq 2\Delta$ , де  $d_{\min}$  - мінімальний геометричний розмір масивної ділянки магнітопроводу;  $\Delta$  - еквівалентна глибина проникнення.

Для електротехнічних сталей при частоті 50 Гц  $\Delta = (1 \dots 2)$  mm. Тобто для шихтованих сталевих сердечників з товщиною листів 0,5 mm ця умова не виконується.

Відомий підхід до врахування втрат в сталі шляхом введення в систему рівнянь Парка-Горєва кута втрат. Це дозволяє не збільшувати загальної кількості диференціальних рівнянь системи. Основний недолік такого підходу полягає в тому, що при частотному керуванні кут втрат є функцією не однієї, а як мінімум двох змінних, наприклад потокозчеплення взаємоіндукції і

частоти. Алгебраїчні рівняння зв'язку потокозчеплення і струмів при цьому виявляються досить громіздкими.

Використання традиційних методів врахування втрат в сталі [32,33] шляхом включення додаткових опорів паралельно або послідовно кола намагнічування еквівалентної Т- подібної схеми заміщення фази АД призводить до того, що при частотному керуванні ці опори також є функціями як мінімум двох змінних.

Для опису динамічних процесів АД з урахуванням ефекту насичення кола намагнічування широко використовуються два методи: метод статичних індуктивностей, в якому індуктивність намагнічування задається своєю статичною залежністю [26], і метод динамічних індуктивностей [34]. Останній є істотно складнішим і застосовується рідше. Порівняння результатів розрахунку перехідних процесів прямого пуску АД, виконаного з використанням обох методів при інших рівних умовах [35], показує їх близькість один до одного. Результати розрахунків повинні сходитися практично повністю, якщо для розрахунку індуктивностей в обох методах використовується одна і та ж залежність потокозчеплення від струму взаємоіндукції  $\Psi_m = f(I_m)$ , отримана для конкретного типу двигуна.

Далі розглядаються основні результати розробки динамічних моделей асинхронного двигуна, що живиться від перетворювача частоти, з урахуванням втрат в сталі від гістерезису і вихрових струмів, насичення ділянок магнітної системи двигуна основним магнітним потоком і потоками розсіювання, ефекту витіснення струму в стержнях короткозамкненою обмотки ротора [36]. Основні вимоги до моделі: динамічна модель повинна бути адекватна реальному об'єкту в робочих діапазонах зміни всіх його змінних; мати мінімальну кількість диференціальних рівнянь; всі параметри моделі повинні бути або константами, або функціями однієї із змінних стану; кількість параметрів моделі, що змінюються в залежності від режиму роботи двигуна, має бути мінімальним; алгоритм розрахунку процесів по можливості повинен бути прямим, тобто не допускає ітерацій.

При розробці моделі були прийняті наступні допущення:

- 1) частота основної гармоніки і частота модуляції вихідного напруги перетворювача рознесені таким чином, що «повільні» процеси могли розглядатися незалежно від «швидких»;
- 2) присутня симетрія електричних і магнітних кіл двигуна;
- 3) втрати в сталі ротора малі порівняно з іншими видами втрат;
- 4) ефект насичення магнітної системи основним магнітним потоком і потоками розсіювання, а також ефект витіснення струму в роторі враховуються залежностями параметрів АД від його змінних, отриманими в усталених режимах роботи;
- 5) нехтуємо впливом гістерезису сталі на форму струмів і потокозчеплення двигуна.

Метод врахування втрат в сталі для дослідження динамічних процесів в частотно-керованому електроприводі заснований на розділенні складових втрат на втрати від гістерезису і втрати від вихрових струмів. Додатково приймемо такі припущення: сумарні втрати від гістерезису пропорційні квадрату потокозчеплення взаємоіндукції і частоті основної гармоніки поля; сумарні втрати від вихрових струмів пропорційні квадрату потокозчеплення взаємоіндукції і квадрату частоти. Ці припущення дозволяють описати втрати в сталі за допомогою введення в динамічну модель двигуна двох постійних коефіцієнтів: коефіцієнта втрат від вихрових струмів  $R_{ec}$  (вимірюється в Ом), коефіцієнта втрат від гістерезису  $k_h$  (вимірюється в Генрі).

При цьому визначення коефіцієнтів  $R_{ec}$ ,  $k_h$  для конкретного типу двигуна здійснюється за значеннями втрат в сталі (розрахованим або експериментально визначеним за відомими методиками) в двох точках робочого діапазону частот в режимі холостого ходу двигуна.

Рівняння, що описують динамічні процеси в АД з урахуванням втрат в сталі і насичення кола намагнічування, запишемо у векторній формі в системі координат, що обертається з довільною частотою  $\omega_k$  [37].

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + L_{\sigma s} \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{d\bar{\Psi}_m}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s; \quad (5.1)$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + L_{\sigma r} \frac{d\bar{I}_r}{dt} + \frac{d\bar{\Psi}_m}{dt} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) \bar{\Psi}_r; \quad (5.2)$$

$$0 = R_{ec} \bar{I}_{ec} + L_{ec} \frac{d\bar{I}_{ec}}{dt} + \frac{d\bar{\Psi}_m}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_{ec}; \quad (5.3)$$

$$\bar{\Psi}_s = L_{\sigma s} \bar{I}_s + \bar{\Psi}_m; \quad (5.4)$$

$$\bar{\Psi}_r = L_{\sigma r} \bar{I}_r + \bar{\Psi}_m; \quad (5.5)$$

$$\bar{\Psi}_{ec} = L_{ec} \bar{I}_{ec} + \bar{\Psi}_m; \quad (5.6)$$

$$\bar{\Psi}_m = L_m (I_m) \bar{I}_m; \quad (5.7)$$

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r + \bar{I}_{ec} - j \frac{\bar{\Psi}_m}{k_h} \quad (5.8)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r \times \bar{I}_s; \quad (5.9)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J} \quad (5.10)$$

Тут  $\bar{U}_s$  – вектор напруги статора;  $\bar{I}_s, \bar{I}_r, \bar{I}_m, \bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r, \bar{\Psi}_m$  – вектори струмів і потокозчеплення статора, ротора, взаємоіндукції;  $\bar{I}_{ec}, \bar{\Psi}_{ec}$  – вектори струму і потокозчеплення еквівалентного контуру, що враховує втрати в сталі від вихрових струмів;  $R_s, R_r$  – активні опори фаз статора і ротора;  $L_{ec}$  – індуктивність контуру втрат в сталі від вихрових струмів;  $Z_p$  – число пар полюсів;  $J$  – момент інерції;  $\omega_r$  – частота обертання ротора механічна.

Відповідна схема заміщення АД представлена на рис.5.1. Втрати в сталі від гістерезису враховуються додатковою складовою  $\bar{I}_h = j \frac{\bar{\Psi}_m}{k_h}$ , яка формує фазове запізнювання потокозчеплення взаємоіндукції від результуючого струму магнітного кола  $\bar{I}_{00} = \bar{I}_m + \bar{I}_h - \bar{I}_{ec}$  [38]. При цьому приймається, що гістерезис впливає тільки на фазу струму і не впливає на його форму. Для

магнітомяких матеріалів сердечників це припущення не є грубим. Строго кажучи, такий підхід справедливий для сталих режимів роботи двигуна, але з високим ступенем достовірності він може бути поширений і на динамічні режими.

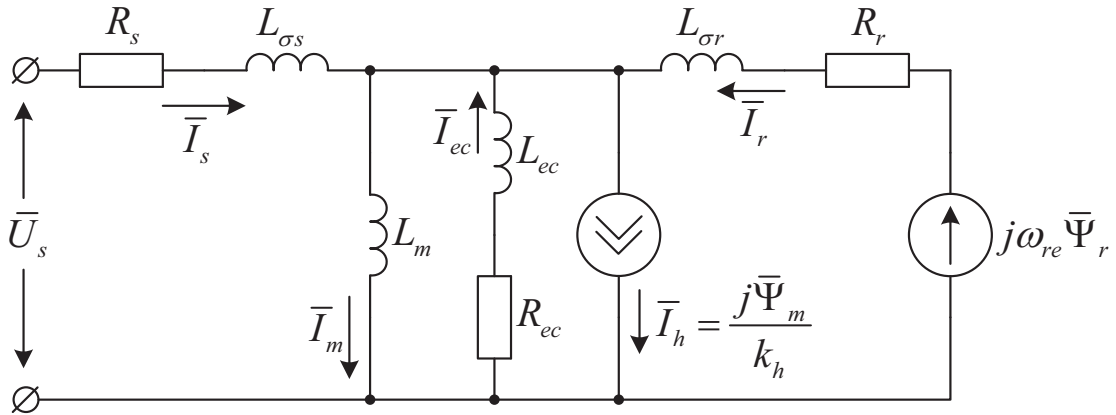


Рисунок 5.1 – Еквівалентна схема заміщення асинхронного двигуна з врахуванням втрат в сталі

Аналіз співвідношення параметрів представленої моделі АД показує, що постійна часу еквівалентного контуру вихрових струмів набагато менша за інші електромагнітні постійні часу. Це дозволяє знехтувати впливом динаміки контуру вихрових струмів на електромагнітні динамічні процеси двигуна. У зв'язку з цим розглянемо важливий окремий випадок, коли вплив вихрових струмів враховується тільки одним активним опором  $R_{ec}$ . З урахуванням умови  $L_{ec} = 0$  після перетворення (5.1) - (5.8) і запису рівнянь відносно  $\bar{I}_s, \bar{I}_r, \bar{\Psi}_m$ , отримаємо

$$\frac{d\bar{I}_s}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma s}} \left( -(R_s + R_{ec} + j\omega_k L_{\sigma s}) \bar{I}_s - R_{ec} \bar{I}_r + \left( \frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} + j \frac{R_{ec}}{k_h} \right) \bar{\Psi}_m + \bar{U}_s \right); \quad (5.11)$$

$$\frac{d\bar{I}_r}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma r}} \left( -R_{ec} \bar{I}_s - (R_r + R_{ec} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) L_{\sigma r}) \bar{I}_r + \left( \frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} + j \left( \frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_r Z_p \right) \right) \bar{\Psi}_m \right); \quad (5.12)$$

$$\frac{d\bar{\Psi}_m}{dt} = R_{ec} \left( \bar{I}_s + \bar{I}_r - \left( \frac{1}{L_m(\bar{\Psi}_m)} - j \frac{1}{k_h} \right) \bar{\Psi}_m \right) - j\omega_k \bar{\Psi}_m, \quad (5.13)$$

де  $\Psi_m$  – модуль вектора потокозчеплення взаємоіндукції.

Рівняння (5.11) - (5.13), (5.9), (5.10) утворюють систему, зручну для розрахунку динамічних процесів в частотно-керованому АД з урахуванням втрат в сталі і насичення кола намагнічування. При виборі ортогональної двофазної системи координат отримаємо систему з семи диференціальних рівнянь. Розрахунок може виконуватися одним з чисельних методів наближеного інтегрування. Крок інтегрування вибирається з умови

$$T_u \leq \min\{T'_s, T'_r\}, \text{ де } T'_s = \frac{L_{\sigma s}}{R_s + R_{ec}}; \quad T'_r = \frac{L_{\sigma r}}{R_r + R_{ec}}. \quad (5.14)$$

Так як крок інтегрування, обраний з умови (5.14), досить малий, а потокозчеплення взаємоіндукції являє собою відносно повільно змінювану змінну (в порівнянні з напругою і струмами статора та ротора), то з високою точністю можна прийняти допущення

$$\Psi_m^k = \Psi_m^{k-1},$$

де  $\Psi_m^k = \Psi_m^{k-1}$  – модулі вектора потокозчеплення взаємоіндукції на сусідніх кроках розрахунку.

В результаті алгоритм розрахунку рівнянь математичної моделі стає без ітераційним.

У разі відсутності симетрії в напругах живлення і незалежному живленні статорних обмоток систему рівнянь (5.11) - (5.13), (5.9), (5.10) потрібно доповнити рівнянням струму статора нульової послідовності фаз [26,29]. У разі якщо в робочих режимах електропривода частота струму ротора і амплітуда струму статора виходять за межі встановлених вище обмежень, для адекватного опису динамічних процесів в системі рівнянь враховуються

статичні залежності  $R_f(f_r)$ ,  $L_{\sigma r}(f_r)$ ,  $L_{\sigma s}(I_s)$ ,  $L_{\sigma r}(I_s)$ , отримані на уточненій моделі АД з урахуванням його конструкції.

Визначення коефіцієнтів втрат в сталі від вихрових струмів і гістерезису здійснюється розрахунковим шляхом на основі конструктивних параметрів двигуна або експериментально. У найпростішому випадку для цього достатньо визначити втрати в сталі в двох точках частотного діапазону при роботі двигуна в режимі холостого ходу з напругою, яка формується за законом

$$\frac{U_s}{f} = (0.5 \div 1) \frac{U_{s\,nom}}{f_{nom}}$$

З метою підвищення точності даного способу оцінки коефіцієнтів втрат частота напруги в точках вимірювання вибирається таким чином, щоб частотний відрізок між точками вимірювання перекривав значну частину або весь діапазон робочих частот електроприводу. Розрахунок коефіцієнтів втрат виконується за допомогою рішення системи з двох алгебраїчних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{1}{R_{ec}} + \frac{1}{2\pi f_1 k_h} = \frac{1}{R_{m1}}; \\ \frac{1}{R_{ec}} + \frac{1}{2\pi f_2 k_h} = \frac{1}{R_{m2}}, \end{cases}$$

де  $f_1, f_2$  – частоти, при яких виконується вимірювання;  $R_{m1}, R_{m2}$  – опори, які сукупно враховують втрати в сталі від вихрових струмів і гістерезису на частотах  $f_1, f_2$ , включені паралельно контуру намагнічування традиційної Т-подібної схеми заміщення фази АД [32,33].

Запишемо рівняння (5.1) - (5.10) відносно струму статора, потокозчеплення ротора та потокозчеплення взаємоіндукції, для цього запишемо:

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{\Psi}_r - \bar{\Psi}_m}{L_{\sigma r}}, \quad (5.15)$$

$$\bar{I}_m = \frac{\bar{\Psi}_m}{L_m(\Psi_m)}, \quad (5.16)$$

$$\bar{I}_{ec} = \frac{\bar{\Psi}_m}{L_m(\Psi_m)} - \bar{I}_s - \frac{\bar{\Psi}_r - \bar{\Psi}_m}{L_{\sigma r}} + j \frac{\bar{\Psi}_m}{k_h}, \quad (5.17)$$

$$\bar{\Psi}_{ec} = \bar{\Psi}_m. \quad (5.18)$$

Після підстановки рівнянь (5.15) - (5.18) в (5.1) - (5.10) отримаємо:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= -\frac{1}{L_{\sigma s}}[(R_s + R_{ec} + j\omega_k L_{\sigma s})\bar{I}_s + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}}\bar{\Psi}_r - (\frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} + j\frac{R_{ec}}{k_h})\bar{\Psi}_m - U_s]; \\ \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} &= \frac{R_r}{L_{\sigma r}}\bar{\Psi}_m - (\frac{R_r}{L_{\sigma r}} + j(\omega_k - \omega_r Z_p))\bar{\Psi}_r; \\ \frac{d\bar{\Psi}_m}{dt} &= R_{ec}\bar{I}_s - (\frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} + j(\frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k))\bar{\Psi}_m + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}}\bar{\Psi}_r. \end{aligned}$$

Запишемо рівняння вище в системі координат d-q, виділивши дійсну та уявну частини.

$$\begin{aligned} \frac{d(i_{sd} + ji_{sq})}{dt} &= -\frac{1}{L_{\sigma s}}[(R_s + R_{ec} + j\omega_k L_{\sigma s})(i_{sd} + ji_{sq}) + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}}(\Psi_{rd} + j\Psi_{rq}) - \\ &\quad - (\frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} + j\frac{R_{ec}}{k_h})(\Psi_{md} + j\Psi_{mq}) - (U_{sd} + jU_{sq})] \end{aligned} \quad ; \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} \frac{d(i_{sd} + ji_{sq})}{dt} &= -\frac{1}{L_{\sigma s}}[R_s i_{sd} + R_{ec} i_{sd} + j\omega_k L_{\sigma s} i_{sd} + \\ &\quad + ji_{sq} R_s + ji_{sq} R_{ec} + i_{sq} \omega_k L_{\sigma s} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \Psi_{rd} + j\Psi_{rq} \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} - \\ &\quad - (\frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} \Psi_{md} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \Psi_{md} + j\frac{R_{ec}}{k_h} \Psi_{md} + \frac{R_{ec}}{L_m(\Psi_m)} j\Psi_{mq} + \\ &\quad + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} j\Psi_{mq} + \Psi_{mq} \frac{R_{ec}}{k_h}) - (U_{sd} + jU_{sq})] \end{aligned} \quad ; \quad (5.20)$$



$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{L_{\sigma s}} [R_s i_{sd} + R_{ec} i_{sd} + i_{sq} \omega_k L_{\sigma s} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{md} - \psi_{mq} \frac{R_{ec}}{k_h} - U_{sd}]$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{L_{\sigma s}} [\omega_k L_{\sigma s} i_{sd} + i_{sq} R_s + i_{sq} R_{ec} + \psi_{rq} \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} - \frac{R_{ec}}{k_h} \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{mq} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} - U_{sq}]$$

$$\frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \bar{\psi}_m - \left( \frac{R_r}{L_{\sigma r}} + j(\omega_k - \omega_r Z_p) \right) \bar{\psi}_r$$

$$\begin{aligned} \frac{d(\psi_{rd} + j\psi_{rq})}{dt} &= \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{md} + j \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} - \\ &- \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} - j(\omega_k - \omega_r Z_p) \psi_{rd} - j \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{rq} - (\omega_k - \omega_r Z_p) \psi_{rq} \end{aligned}$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{md} - \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} - (\omega_k - \omega_{re}) \psi_{rq}$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} - (\omega_k - \omega_{re}) \psi_{rd} - \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{rq}$$

$$\frac{d\bar{\psi}_m}{dt} = R_{ec} \bar{I}_s - \left( \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} + j \left( \frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k \right) \right) \bar{\psi}_m + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \bar{\psi}_r$$

$$\begin{aligned} \frac{d(\psi_{md} + j\psi_{mq})}{dt} &= R_{ec} I_{sd} + j R_{ec} I_{sq} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{md} - j \left( \frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k \right) \psi_{md} - \\ &- j \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{mq} - j \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} - \left( \frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k \right) \psi_{mq} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} + j \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rq} \end{aligned}$$

$$\frac{d\psi_{md}}{dt} = R_{ec} I_{sd} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{md} - \left( \frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k \right) \psi_{mq} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rd}$$

$$\frac{d\psi_{mq}}{dt} = R_{ec} I_{sq} - \left( \frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k \right) \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{mq} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rq}$$

В результаті отримаємо систему диференціальних рівнянь в системі координат d-q орієнтованій за потокозчепленням ротора:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{L_{\sigma s}} \left[ R_s i_{sd} + R_{ec} i_{sd} + i_{sq} \omega_k L_{\sigma s} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{md} - \psi_{mq} \frac{R_{ec}}{k_h} - U_{sd} \right]$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{L_{\sigma s}} [\omega_k L_{\sigma s} i_{sd} + i_{sq} R_s + i_{sq} R_{ec} + \psi_{rq} \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} - \frac{R_{ec}}{k_h} \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{mq} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} - U_{sq}]$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_{rd}}{dt} &= \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{md} - \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} - (\omega_k - \omega_{re}) \psi_{rq} \\
\frac{d\psi_{rq}}{dt} &= \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} - (\omega_k - \omega_{re}) \psi_{rd} - \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \psi_{rq} \\
\frac{d\psi_{md}}{dt} &= R_{ec} I_{sd} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{md} - \left(\frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k\right) \psi_{mq} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} \\
\frac{d\psi_{mq}}{dt} &= R_{ec} I_{sq} - \left(\frac{R_{ec}}{k_h} + \omega_k\right) \psi_{md} - \frac{R_{ec}}{L_m(\psi_m)} \psi_{mq} - \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{mq} + \frac{R_{ec}}{L_{\sigma r}} \psi_{rq} \\
\frac{d\omega_{re}}{dt} &= \frac{z_p}{J} (M - M_c) \\
M &= \frac{3}{2} z_p (I_{rq} \psi_{md} - I_{rd} \psi_{mq})
\end{aligned}$$

З втратами в сталі параметри пов'язані наступним виразом:

$$P_c = P_{ec} + P_h = \frac{E_m^2 m}{R_{ec}} + \frac{E_m^2 m}{2\pi f k_h} = \frac{E_m^2 m}{R_m},$$

де  $P_c$ ,  $P_{ec}$ ,  $P_h$  – втрати в сталі сумарні, від вихрових струмів, від гістерезису;  $m$  – число фаз АД,  $E_m$  – ЕРС взаємоіндукції.

Строго кажучи, для обчислення втрат від гістерезису повинна використовуватися не вся ЕРС взаємоіндукції  $\bar{E}_m = d\bar{\Psi}_m / dt$ , а тільки одна її складова  $j\omega_\psi \bar{\Psi}_m$ , що представляє собою ЕРС обертання вектора потокозчеплення взаємоіндукції. Так як інша, трансформаторна частина ЕРС  $(d\bar{\Psi}_m / dt) \bar{\Psi}_m^o$ , яка з'являється в динамічних режимах, супроводжуваних зміною модуля потокозчеплення, зазвичай мала по відношенню до ЕРС обертання в робочих режимах приводу, то таке припущення не є грубим.  $\Psi_m$ ,  $\bar{\Psi}_m^o$ ,  $\omega_\psi$  – модуль, одиничний напрямний вектор і частота обертання вектора потокозчеплення взаємоіндукції.

Якщо вимірювання втрат в сталі (розрахунок опорів  $R_m$ , що враховують втрати в сталі) проведені в декількох точках частотного діапазону

електроприводу, то обчислення коефіцієнтів втрат від гістерезису і вихрових струмів виконується на основі мінімізації середньоквадратичного значення відносної похибки втрат або розрахункових опорів  $R_m$ . Для АД 4A250S4УЗ отримані наступні значення коефіцієнтів втрат:  $R_{ec} = 288 \text{ Ом}$ ,  $k_h = 0.706 \text{ Гн}$ .

Розглянута модель може використовуватися для адекватного опису динамічних процесів в асинхронному електроприводі з керуванням від перетворювача частоти у всіх типових режимах регулювання змінних. За рахунок врахування втрат в сталі модель дозволяє здійснювати точний аналіз енергетичних характеристик приводу як в статиці, так і в динаміці. З урахуванням обмежень на частоту струму ротора і амплітуду струму статора спрощена версія моделі може використовуватися для вирішення завдань синтезу системи керування електроприводом.

## 5.2 Дослідження моделі АД з врахуванням втрат в сталі

Порівняємо модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором без урахування втрат в сталі і з урахуванням при прямому пуску. Втрати в сталі мають більший вплив при роботі зі швидкостями вище номінальної, а також в режимі холостого ходу. Тому виконаємо прямий пуск двигуна до швидкості рівній  $\omega_n$ . Після закінчення перехідних процесів накинемо номінальний момент навантаження, а через деякий час зменшимо момент навантаження на половину.

Графік перехідного процесу швидкості зображений на рис.5.2.

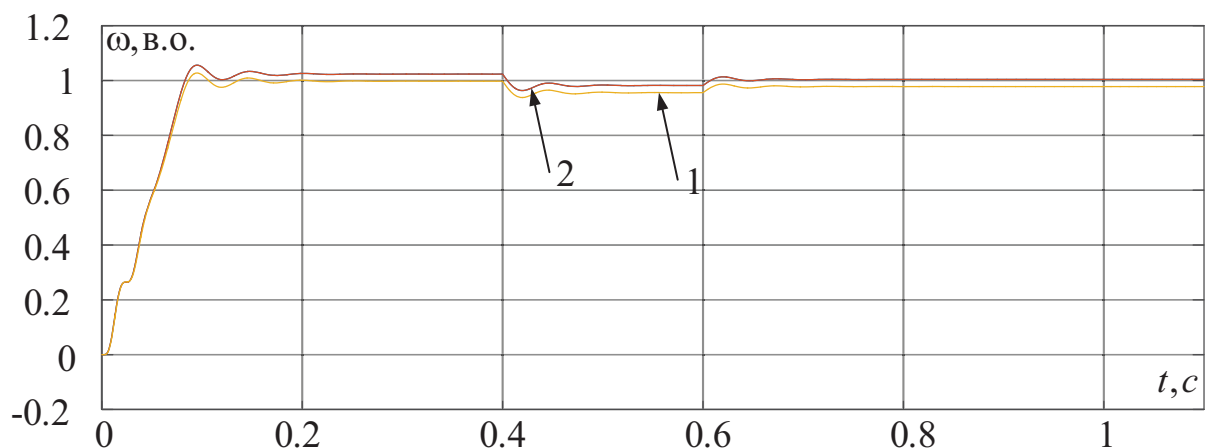


Рисунок 5.2 – Перехідні процеси швидкості

Де 1 – типова модель асинхронного двигуна, 2 – модель з врахування втрат в сталі.

Перехідні процеси моменту та коефіцієнта корисної дії зображені на рис. 5.3.

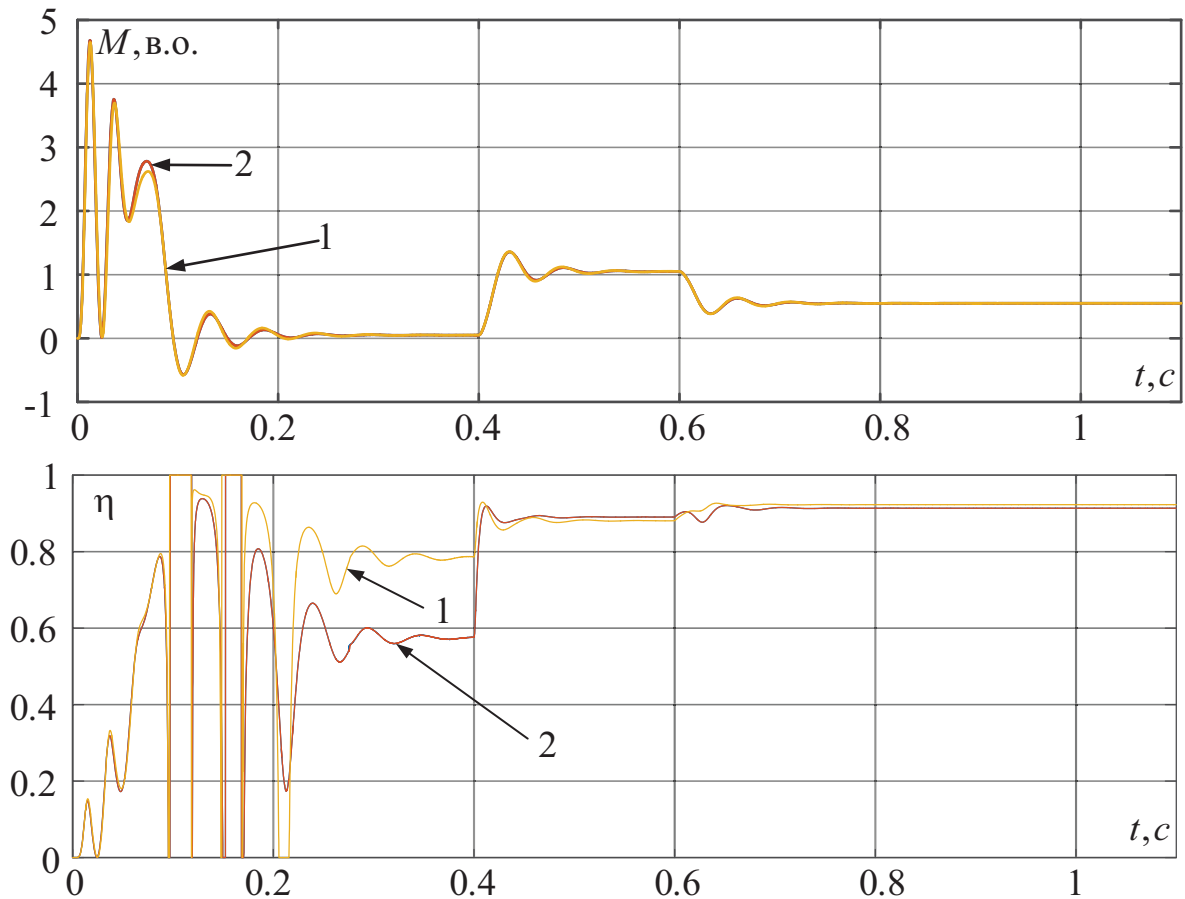


Рисунок 5.3 – Перехідні процеси моменту та ККД (1 – типова модель АД, 2 – модель з врахуванням втрат в сталі)

Перехідні процеси напруги та струму статора асинхронного двигуна показані на рис. 5.4. Де 1 це графіки перехідних процесів для типової моделі, 2 – для моделі з врахуванням втрат в сталі.

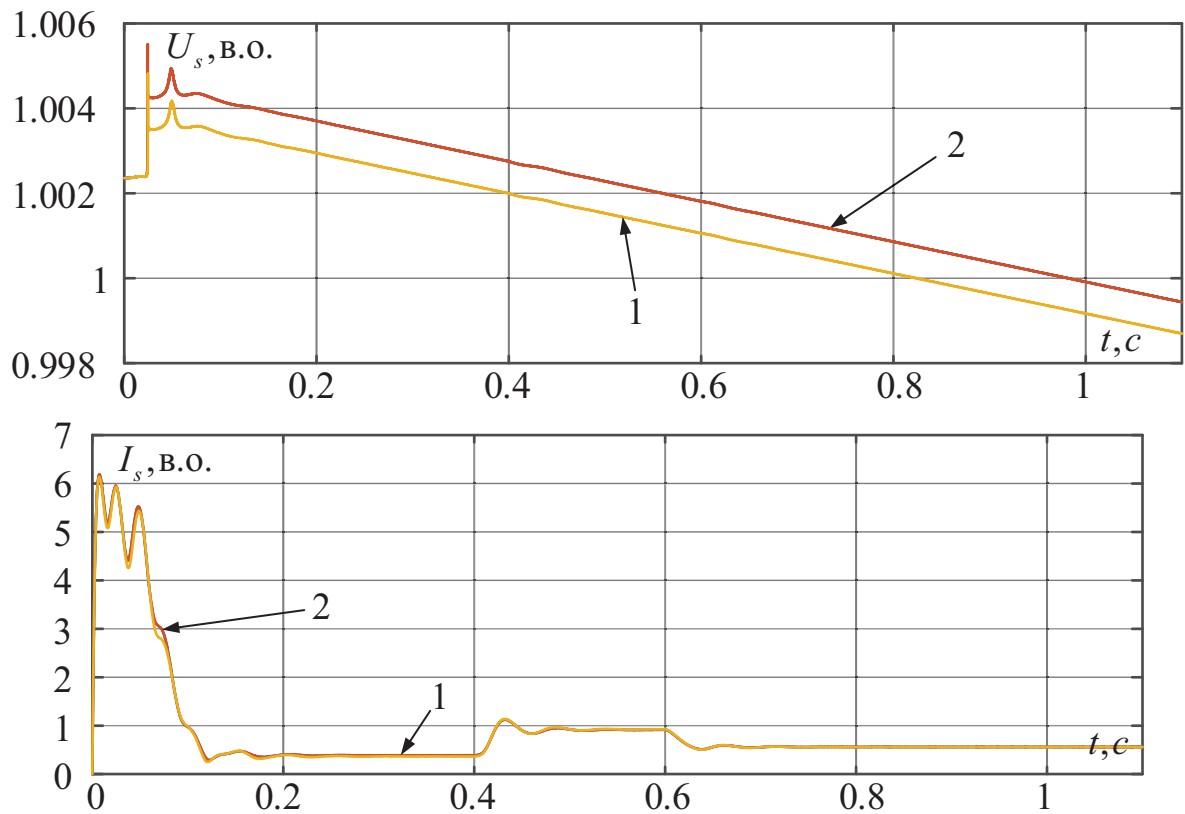


Рисунок 5.4 – Перехідні процеси напруги та струму статора АД

Аналізуючи графіки зображені на рис. 5.2 -5.4 видно, що врахування втрат в сталі впливає на коефіцієнт корисної дії двигуна. При роботі на холостому ході втрати в сталі можуть складати близько 50% від загальних втрат в двигуні (видно на рис. 5.3). Вигляд всіх інших перехідних процесів майже не змінився, за винятком напруги та швидкості.

### 5.3 Висновки до розділу

Для врахування втрат в сталі асинхронного двигуна:

1. Розроблено математичну модель двигуна з урахуванням втрат в сталі в обертовій системі координат орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора.
2. Створено модель двигуна з урахуванням втрат в сталі в програмному пакеті *Simulink* програми *MatLab*.
3. Виконано моделювання прямого пуску двигуна. Виявлено, що врахування втрат в сталі впливає на ККД двигуна. В режимі холостого ходу втрати в сталі складають близько 50 % від загальних втрат (видно на рис. 5.3), при роботі з номінальним навантаженням ККД типової модель трохи нижчий від ККД моделі, яка враховує втрати в сталі, а при роботі з навантаженням, рівним половині номінального – навпаки.

## **6 СТАРТАП ПРОЕКТ**

**Метою створення стартап проекту є реалізація аналізу основних факторів які можуть впливати на прийняття рішення по впровадженню розробленої технології у межі широкого використання.**

Так як впродовж останнього десятиліття стартап проект набув широкого розповсюдження у світі, то такий підхід до бізнесу, як форма малого ризикового (венчурного) підприємництва через зниження бар'єрів входу в ринок стало розповсюдженим явищем. Із появою Інтернету як інструменту комунікацій та збуту стало простіше знаходити споживачів та інвесторів, займатись пошуком ресурсів, перетинати кордони між ринками різних країн. Саме тому стартап проект і вважається однією із наріжних складових інноваційної економіки, оскільки за рахунок мобільності, гнучкості та великої кількості стартап проектів загальна маса інноваційних ідей зростає.

Створення с стартап проекту складається з наступних пунктів:

1. Маркетинговий аналіз стартап проекту.
2. Організація стартап проекту
3. Фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проекту
4. Заходи з комерціалізації проекту

### **6.1 Маркетинговий аналіз**

Для опису ідеї стартап–проекту необхідно сформулювати чотири основні базові характеристики :

1. Зміст ідеї (що пропонується);
2. Можливі напрямки застосування;
3. Основні вигоди, що може отримати користувач товару (за кожним напрямком застосування).
4. Чим відрізняється від існуючих аналогів та замінників.

Таблиця 6.1 – Опис ідеї стартап проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Провадження методів енергоефективного керування, які дозволять зменшити втрати в міді і сталі АД при зміні навантаження і швидкості обертання у діапазоні менше номінального, що дозволить збільшити ККД електродвигуна.	Електротранспорт	Зменшення споживаної електроенергії, що дозволить значно скоротити грошові витрати.
	Прокатні стани	
	Конвеєрні лінії	
	Ліфтові установки	
	Підйомно-кранові установки	

Для аналізу потенційних техніко-економічних переваг розроблюваного стартап-проекту порівняно із пропозиціями конкурентів які вже є на ринку необхідно проаналізувати наступні пункти:

1.Визначити перелік техніко-економічних властивостей та характеристик ідеї які уже запропоновані на ринку;

2.Попередньо визначити коло конкурентів (проектів-конкурентів) або товарів-замінників чи товарів-аналогів, що вже існують на ринку, та провести збір інформації щодо значень техніко-економічних показників для ідеї власного проекту та проектів-конкурентів відповідно до визначеного вище переліку;

3.Виконати порівняльний аналіз показників: для власної ідеї визначаються показники, що мають а) гірші значення (W, слабкі); б) аналогічні (N, нейтральні) значення; в) кращі значення (S, сильні)



Для аналізу потенційних техніко–економічних переваг використаємо модель М. Портера для аналізу конкуренції в галузі, показано на рис. 6.1.

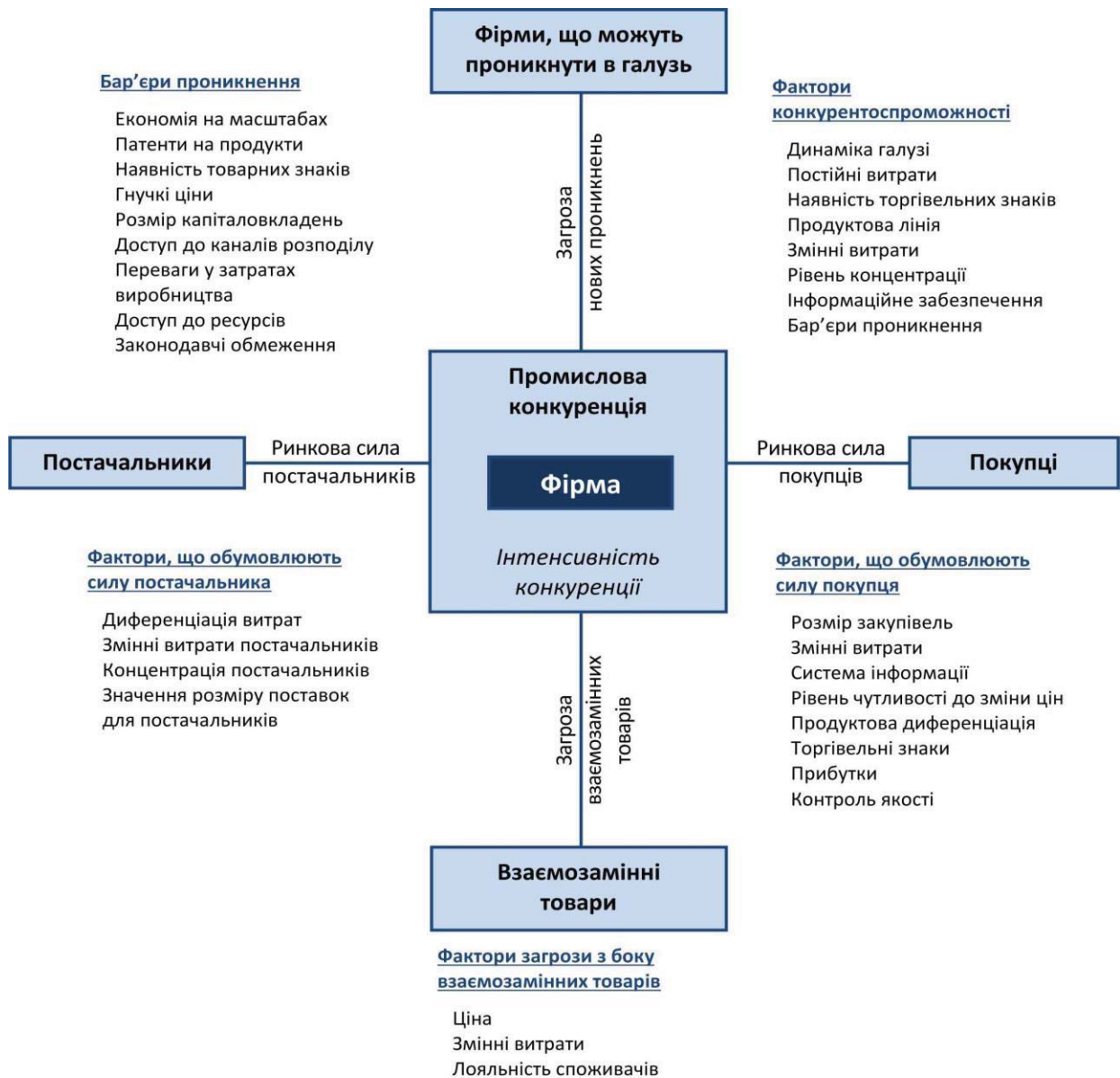


Рисунок 6.1 – Модель М. Портера для аналізу конкуренції в галузі

Таблиця 6.2– Визначення характеристик ідеї проекту

Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) концепції конкурентів				Переваги і недоліки
	Мій проект	ABB	Siemens	Schneider Electric	
Запровадження ідеї застосування енергооптимального керування з мінімізацією загальних втрат для векторно–керованих систем	Жоден конкурент на сьогодні не має серійного впровадження технології оптимального керування з мінімізацією загальних втрат для векторно–керованого електроприводу для застосувань у промисловості				Новизна технології має значні переваги для впровадження у промисловому застосуванні
Інформаційна безпека	Може бути запатентований	Технологій які випускаються та впроваджуються у роботу конкурентами завжди патентуються і мають юридичний захист			Конкуренти мають більші можливості для захисту своїй інформаційних надбань
Рівень чутливості до зміни цін	Немає прив'язки до ціни товару	Так як зазвичай технології впроваджуються разом з готовою продукцією, то зміна ціни на продукцію підвищує і ціну на технологію яка використовується			Мій проект фінансово гнучкий, що дозволяє конкурувати у області технологій з великими виробниками

## 6.2 Технологічний аудит ідеї проекту

Таблиця 6.3 – Технологічна здійсненність ідеї проекту

Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
Сформувані оптимальне керування для векторно—керованої системи	Реалізація оптимального керування на фізичному рівні	Сучасна перетворювальна техніка, а також сучасні IGBT модулі надають можливість реалізувати навіть складний заданий сигнал	Дані технології широко випускаються промисловістю і мають відносно доступні з грошової точки зору доступність на сьогодні
	Реалізація оптимального керування на процесорному рівні	Сучасні Цифрові сигнальні процесори надають можливість з легкістю реалізувати навіть складний обчислюнок у режимі реального часу	
Данну технологію можна реалізувати на сучасних промислових перетворювачах частоти, які випускаються поточно великою кількістю компаній. А дана технологія дозволить отримати більш конкуренто спроможне рішення на ринку електроприводу.			

### 6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Таблиця 6.4 – Характеристика потенційного ринку для проекту

№	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	Більше 15
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	Залежить від потужності
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	На одному рівні
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Необхідність сертифікатів для промислового застосування
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Необхідно мати українські або міжнародні сертифікати
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	Неможливо відслідкувати

Таблиця 6.5 – Характеристика потенційних клієнтів проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
	На сьогодні висока ціна на електроенергію формує потребу у технології яка би дозволила максимально	Основними споживачами цієї технології є промислові підприємства які займаються виробництвом.	Для деяких застосувань, ця технологія може бити не ефективною у наслідок необхідності гарних	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Низька ціна</li> <li>- Висока якість</li> <li>- Надійність</li> <li>- Ефективність</li> <li>- Наявність сертифікатів</li> <li>- Апробованість</li> </ul>

	<p>зекономити споживання електроенергії у промисловості.</p>		<p>перехідних процесів у електроприводі. А також якщо двигун працює у номінальній точці ця технологія не має переваг у порівнянні з існуючими пропозиціями</p>	
--	--	--	--	--

Таблиця 6.6 – Фактори загрози

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Невірне налаштування системи	Може спричинити неприйнятні перехідні процеси, що у свою чергу може призвести до виходу із ладу обладнання та людському травмуванню	Прийняття на стадії розробки усіх можливих запобігань помилок зі сторони наладчика
2	Прийняття на рівні держави нових стандартів до надійності системи керування	Неможливість застосовувати дану технологію	Необхідність внесення корективів, що до зміни технології.

Таблиця 6.7 – Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Попит на дану технологію серед споживачів	Може зрости попит серед виробників на дану технологію	Необхідність забезпечення технічної і економічної реалізації даної технології на ринку за для забезпечення попиту на ринку
2	Зростання попиту на цю технологію серед виробників	Може зрости попит серед виробників на дану технологію	Необхідність підписання контрактів за для співпраці з різноманітними виробниками і інтеграторами

Таблиця 6.8– Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1. Тип конкуренції – чиста	Технічні особливості які супроводжують дану галузь не дають можливості створити монополію навіть великим компаніям	Необхідність постійно шукати канали збуту
2. За рівнем конкурентної боротьби – локальний/національний	Співпраця між компаніями і споживачем може бути реалізована як на локальному рівні	Необхідність розширення компанії для виходу на національний рівень

	так і на національному рівні	
3. За галузевою ознакою – міжгалузева	Дуже багато галузь мають потребу у застосування електроприводу	Необхідність у співпраці з різними галузями та компаніями
4. Конкуренція за видами товарів – товарно-родова	В залежності від застосування виникають вимоги до обладнання і технологій	Необхідно розширювати технологію для впровадження у різні галузі виробництва
5. За характером конкурентних переваг – нецінова	Показники якості можуть справляти значний вплив на вибір технології	Необхідно прагнути до представлення якісної технологій
6. За інтенсивністю - марочна/не марочна	Марка може грати інколи визначальну роль у виборі бренду	Необхідно створювати імідж. Який буде допомагати розвитку компанії

Таблиця 6.9 – Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	ABB, Siemens, Schneider Electric	Більш малі компанії	Визначити фактори сили постачальників	Споживачі пром. підпр-ва	Пристрої плавного пуску

	Велика конкуренція	Дуже складний вхід на ринок	Умови на ринку диктують споживачі	Клієнти диктують умови на ринку	Обмеження у області застосування нерегульованого ЕП
--	--------------------	-----------------------------	-----------------------------------	---------------------------------	---

Таблиця 6.10 – Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1	Наявність стартового капіталу	Дано область має великі початкові затрати
2	Велика маркетингова підготовка	Необхідно донести до споживачів свої переваги у порівнянні з іншими виробниками
3	Підписання договорів співпраці	Данну технологію можна впроваджувати тільки з пристроями перетворення частот
4	Наявність спеціалістів	Технічна область застосування вимагає роботи підготованого кваліфікованого персоналу

Таблиця 6.11 – Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні стартап проектом						
		-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Наявність стартового капіталу	+						



2	Велика маркетингова підготовка		+					
3	Підписання договорів співпраці			+				
4	Наявність спеціалістів			+				

Таблиця 6.12 – SWOT– аналіз стартап проекту

<p>Сильні сторони:</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Іноваційність проекту</li> <li>2. Відсутність впроваджених аналогів</li> </ol>	<p>Слабкі сторони:</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Початкова відсутність попиту</li> <li>2. Складність конкурування з іншими компаніями</li> </ol>
<p>Можливості:</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Розвиток технології</li> <li>2. Співпраця з міжнародними брендами</li> </ol>	<p>Загрози:</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Малий попит на продукцію</li> <li>2. Не знаходження ринків збуту</li> </ol>

Таблиця 6.13 – Альтернативи ринкового впровадження с стартап проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1	Співпраця з великими компаніями	Розподілення прибутку у відповідності до договорів	Короткі
2	Самостійний вхід на ринок	Першочергові великі витрати	Довгострокові

З аналізу таблиці 6.13 можна зробити висновок, що найбільш доцільним з точки зору виходу на ринок по витраченому часу і грошовим ресурсам є співпраця з великою компанією. Також цей підхід дає можливість не брати на

сою компанією ризики пов'язані з не реалізацією даного продукту на ринку. До недоліків такого підходу можна віднести маленький прибуток у порівнянні з самостійним виходом на ринок.

#### 6.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Таблиця 6.14 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Підприємства різного роду	Середня	На різні бренди	Велика	Середня
Необхідно обробляти усі цільові групи.					

Таблиця 6.15 – Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку*
1	Співпраця з великими компаніями	Диференціація	Інноваційний підхід	Спеціалізація

Таблиця 6.16 – Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопроходцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки*
1	Так	Можливий будь який підхід	Ні	Диференціація або лідерства

Таблиця 6.17 – Визначення стратегії позиціонування

№	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1	Якість	Спеціалізація	Інноваційний підхід	Ефективність, високий ККД, енергозбереження

## 6.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Таблиця 6.18– Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1	середня	Енергозбереження	Можливість зекономити грошові витрати за рахунок зменшення споживання

Таблиця 6.19 – Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1	невелика	велика	Середній	Широкий діапазон

Таблиця 6.20 – Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Визначається від області застосування	Надавати якісну консультацію	Середня і глибока	Через інтеграторів

Таблиця 6.21 – Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1	Визначається від області застосування	Реклама Рекомендації	Впровадження технології енергозбереження	Збільшувати кількість клієнтської бази	До виробників на пряму

## 6.6 Висновки до розділу

1. Виходячи з аналізу ринку збиту, даний стартап проект має можливість комерціалізації проекту і виходячи з можливої рентабельності цього продукту цей проект може бути реалізована у сумісній співпраці вилого виробника і розробника проекту.

2. Виявлено, що бар'єр входження середній. Це у свою чергу обумовлює можливість конкурувати з іншими виробниками які можуть представляти схожі послуги. Нажаль альтернатив входження на ринок немає, оскільки реалізація даного проекту за власні кошти веде до великих ризиків неповернення вкладених інвестицій.

3. Визначено, що подальша імплементація проекту можлива, але з урахування усіх ризиків які супроводжують реалізацію даного проекту.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В даній кваліфікаційній роботі на здобуття звання магістра вирішено актуальне питання структурної реалізації системи енергооптимального векторного керування швидкістю АД з мінімізацією загальних втрат в двигуні.

При цьому отримані наступні результати:

1. Проаналізовані основні види втрат в АД та методи підвищення їх ККД. Виявлено, що найпростішим для реалізації є метод формування оптимального закону керування на основі моделей втрат.

2. Модернізовано стандартну систему векторного керування швидкістю за допомогою використання оптимальної стратегії керування швидкістю з мінімізацією втрат в міді та в сталі, що дозволило мінімізувати загальні втрати в АД.

3. Здійснено порівняння типової системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна та системам векторного керування з мінімізацією втрат в міді та в сталі методом математичного моделювання. Виявлено, що система з мінімізацією загальних втрат дає кращі енергетичні показники, у порівнянні зі стандартною системою, без погіршення перехідних процесів швидкості та моменту.

4. Досліджено чутливість розробленої енергоефективної системи до зміни параметрів двигуна та виявлено, що найбільший вплив на роботу має зміна індуктивності контуру намагнічування. Також аналізуючи дані, отримані під час моделювання енергоефективної системи та типової, можна сказати, що чутливість до зміни параметрів АД при використанні енергоефективного алгоритму формування потокозчеплення нижча, порівняно з типовою системою.

5. Розроблено модель асинхронного двигуна з врахуванням кривої намагнічування та досліджено вплив нелінійності кола намагнічування на типову систему керування та енергоефективну систему. Виявлено, що врахування кривої намагнічування мало впливає на типову систему керування,

так як, потокозчеплення постійне та рівне номінальному значенню (двигун не працює в зоні насичення). Цього не можна сказати про енергооптимальну систему керування при врахуванні нелінійності контуру намагнічування, оскільки при роботі з номінальним моментом навантаження, задане потокозчеплення повинне бути більшим ніж номінальне значення для забезпечення максимальної енергоефективності двигуна. Збільшення потокозчеплення в свою чергу призведе до зменшення індуктивності контуру намагнічування, яка входить в енергооптимальний алгоритм, що призведе до формування потокозчеплення, яке не відповідає точці максимального ККД. Врахування кривої намагнічування в системі керування усуває дану проблему.

Показники енергоефективності, в енергооптимальній системі керування швидкістю АД кращі ніж в типовій системі, навіть якщо алгоритм формування заданого потокозчеплення не враховує зміну індуктивності контуру намагнічування, не кажучи вже про систему енергооптимального керування, яка враховує криву намагнічування.

6. Розроблено модель асинхронного двигуна, яка враховує втрати в сталі. Виявлено, що ця модель дає більш точні результати моделювання, порівняно з типовою моделлю, особливо в режимах де втрати в сталі суттєві (робота двигуна на швидкостях вище номінальної, режим холостого ходу).

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Blaschke F. The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines. *Siemens*. 1972. *Rev* 34. P. 217–220.
2. Пересада С.М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть I. Проблемы векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы. *Техн. Електродинаміка*. 1999. С. 27–32.
3. Дартау В.А. Исследование метода векторного управления частотным асинхронным приводом для горных машин и установок: *Автореф.* РТП ЛГИ. 1974. 265 с.
4. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. *Энергоатомиздат*. 1987. 136 с.
5. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново, 2008. 156 с.
6. Hasse K. Drehzahlregelungsverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermotoren. *Regelungstechnik*, 1972. №20. P. 60-66.
7. Takahashi, Noguchi T. A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.* 1986. №22. pp. 820–827.
8. Marian P. Kazmierkowski, Leopoldo G. Franquelo, Jose Rodriguez, Marcelo A. Perez, Jose I. Leon. High-Performance Motor Drives. *IEEE Industrial Electronics*. Sep. 2011. №5. P. 6-26.
9. Cristian B. Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application. *Aalborg universitet*. Aalborg, 2010. 145 p.
10. Seena Thomas and Rinu Alice Koshy. Efficiency optimization with improved transient performance of indirect vector controlled induction motor drive. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*. 2013. Vol. 2, Special Issue 1. P. 374-385.



11. Ranjith Kumar K., Sakthibala D., Palaniswami S. Efficiency optimization of induction motor drive using soft computing techniques. *International Journal of Computer Applications*. 2010. Vol. 3, № 1. P. 75-87.
12. Chen S., Yeh S. Optimal Efficiency Analysis of Induction Motors Fed by Variable-Voltage and Variable-Frequency Source. *IEEE Trans. Energy Conversion*. 1992. Vol. 7, № 3. P. 98-110.
13. Kioskeridis I., Margaris N. Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers. *IEEE transaction on power electronics*. 1996. Vol. 11, № 2. P. 213-220.
14. Famouri P., Cathey J. Loss minimization control of an induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1991. Vol. 27, № 1. P. 32-37.
15. Ohnishi T., Miyazaki H., Kitsu H. High efficiency drive of an induction motor by means of V/F ratio control. In 14 Annual Conference of *Industrial Electronics Society*. Singapore, 1988. P. 14-20.
16. Pryymak B., Moreno-Eguilaz J., Peracaula J. Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives. In 8th *international conference on modeling and simulation of electric machines, converters and systems*. 2006. P. 120-131.
17. Зангвил У.И. Нелинейное программирование. Единый подход. Советское радио, 1973. 165 с.
18. Мэтьюз Г., Финк Д. Численные методы. Использование MATLAB. Вильямс, 2001. 3-е издание. 716 с.
19. Nadel S., Shepard M., Greenberg S., Katz G., and A. T. de Almeida, Energy-Efficient Motor Systems. American Council for an Energy-Efficient Economy, 1001 Connecticut Avenue, N.W., Suite 801, Washington, 1992. P. 14-26.
20. Borisevich A., "Numerical method for power losses minimization of vector-controlled induction motor," *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, 2015. Vol. 6, No. 3. P. 486-497.

21. Kirschen D.S., Novotny D.W., Suwanwisoot W., “Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. L4-20, No. 5. P. 1244-1251.
22. Famouri P., Cathey J.J., “Loss minimization control of an induction motor drive,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1991. Vol. 27, No. 1. P. 32-37.
23. H. Sarhan, ”Efficiency optimization of vector-controlled induction motor drive,” *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, pp. 666-674, July 2014.
24. M. Sreejeth, M. Singh, P. Kumar, “Efficiency optimization of vector controlled induction motor drive,” 38th Annual Conference on *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 1746-1753, 2012.
25. O. Tolochko, M. Sopiha, A. Melnyk, “Heat loss minimization field control of motionless induction motors in pause of intermittent duty,” *IEEE First Ukraine Conference on electrical and computer engineering (UkrCon)*, p.p. 442-447, Juni 2017.
26. Ebrahim O., Badr M., Elgendy A., Jain P. ANN-based optimal energy control of induction motor drives in pumping applications. *IEEE transaction on energy conversion*. September 2010. Vol. 25, № 3. P. 652-660.
27. Bose B.K. Power Electronics And Motor Drives: Advances and Trends. Power Electronics And Motor Drives / B.K. Bose. – Academic Press, 2010. – 934 p.
28. Dymko S. Torque control of saturated induction motors with torque per Ampere ratio maximization / S. Dymko, S. Peresada, R. Leidhold // Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). – 2014. – P. 251–256.
29. Шрейнер Р. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. Екатеринбург, 2000. 654 с.
30. Ковач К. Переходные процессы в машинах переменного тока / К.П. Ковач, И. Рац; Госэнергоиздат. 1963. 744 с.

31. Динамика управляемого электромеханического привода с асинхронными двигателями / В.Л. Вейц [и др.]. Киев: Наук. думка, 1988. 272 с.
32. Куцевалов В. Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами / В.М. Куцевалов: Энергия, 1979. 160 с.
33. Проектирование электрических машин / И.П. Копылов [и др.]. В 2 т. Т. 1: Энергоатомиздат, 1993. 464 с.
34. Домбровский В. Асинхронные машины: Теория, расчет, элементы проектирования / В.В. Домбровский, В.М. Зайчик. Ленингр: Энергоатомиздат, 1990. 368 с.
35. Фильц Р. Дифференциальные уравнения напряжений насыщенных неявнополюсных машин переменного тока / Р.В. Фильц. 1966. №11. С.1195-1203.
36. Копылов И. Математическое моделирование электрических машин / И.П. Копылов: Высш. шк, 2001. 327 с.
37. Виноградов А. Учет потерь в стали, насыщения и повехностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотнорегулируемом асинхронном электроприводе / А.Б. Виноградов: Электротехника, 2005. №5. 65 с.
38. Виноградов А. Динамическая модель частотно-управляемого асинхронного двигателя с учетом потерь в стали и насыщения. *Тез. докл. междунар. науч.-техн. конф. «Состояние и перспективы развития электротехнологии»* / А.Б. Виноградов, А.Е. Круглов. Иваново, 2003. 226 с.

## ДОДАТОК А

## МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ АД

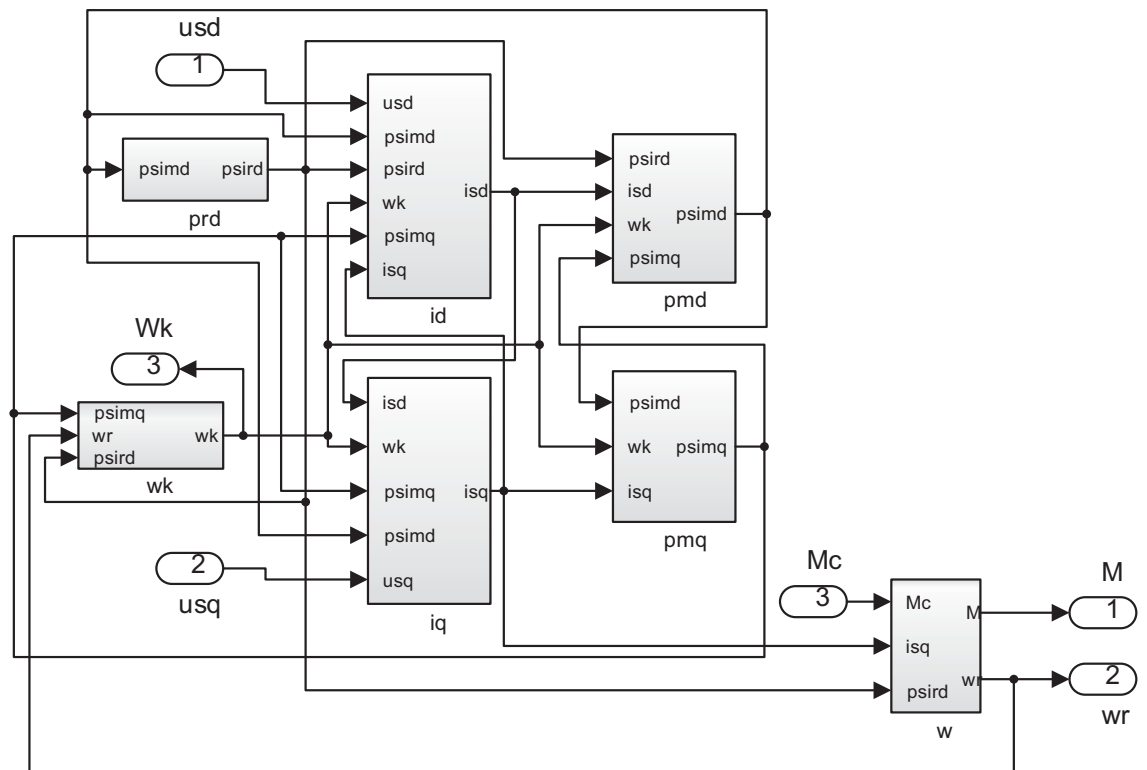


Рисунок А1 - Модель АД з урахуванням ефекту насичення магнітопроводу та втрат в сталі

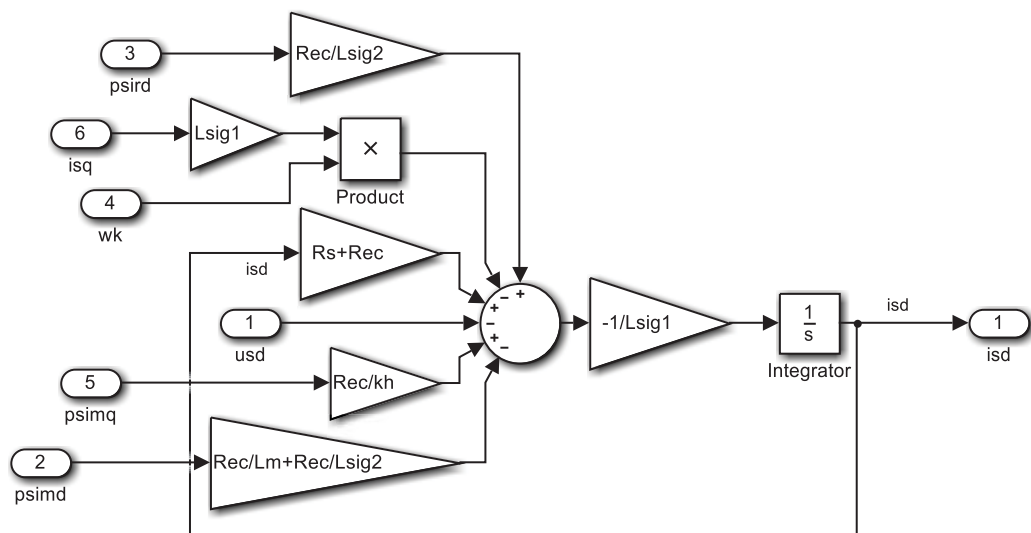


Рисунок А2 – Фрагмент моделі формування струму  $i_{sd}$

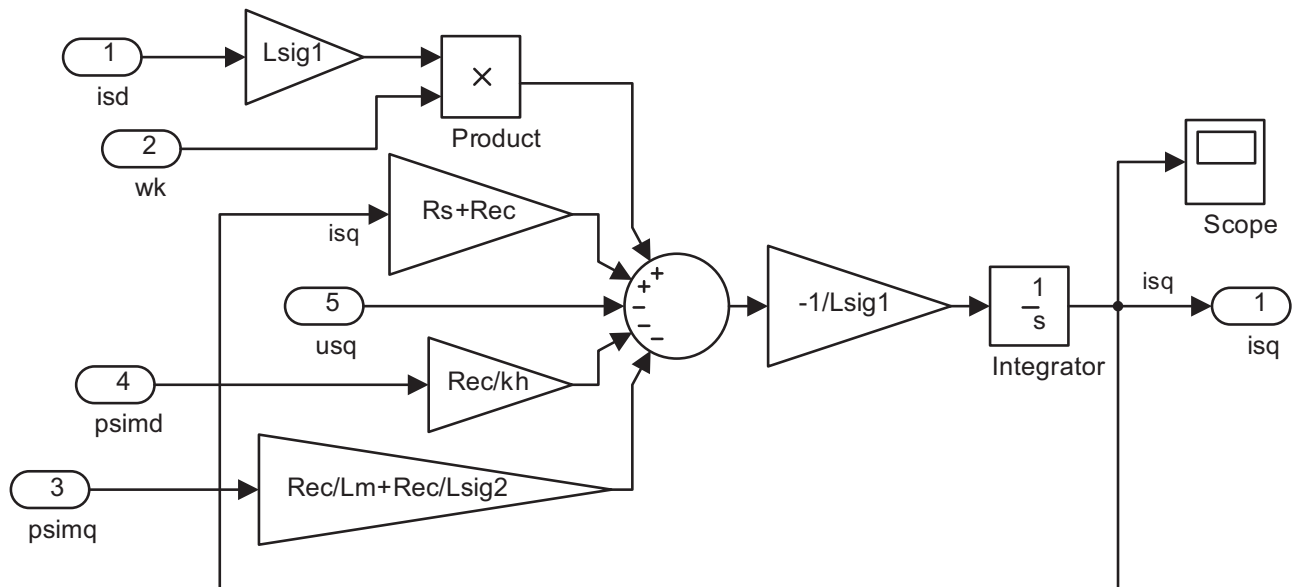


Рисунок А3 – Фрагмент моделі формування струму  $i_{sq}$

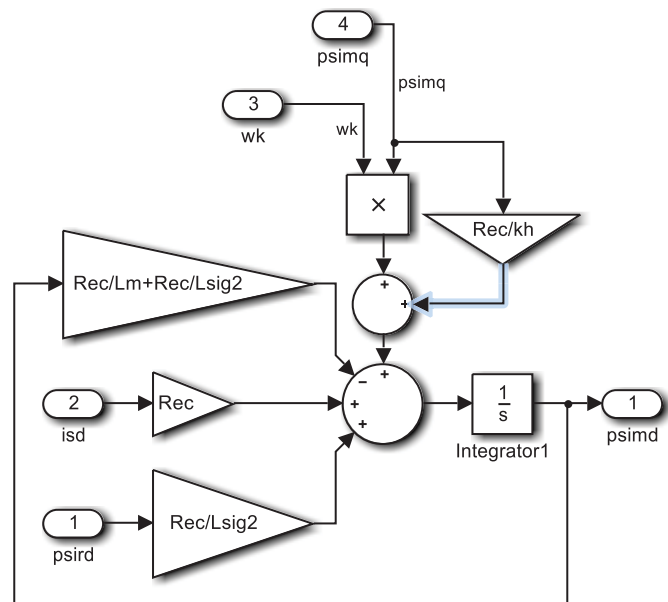


Рисунок А4 – Фрагмент моделі формування потокозчеплення  $\Psi_{md}$



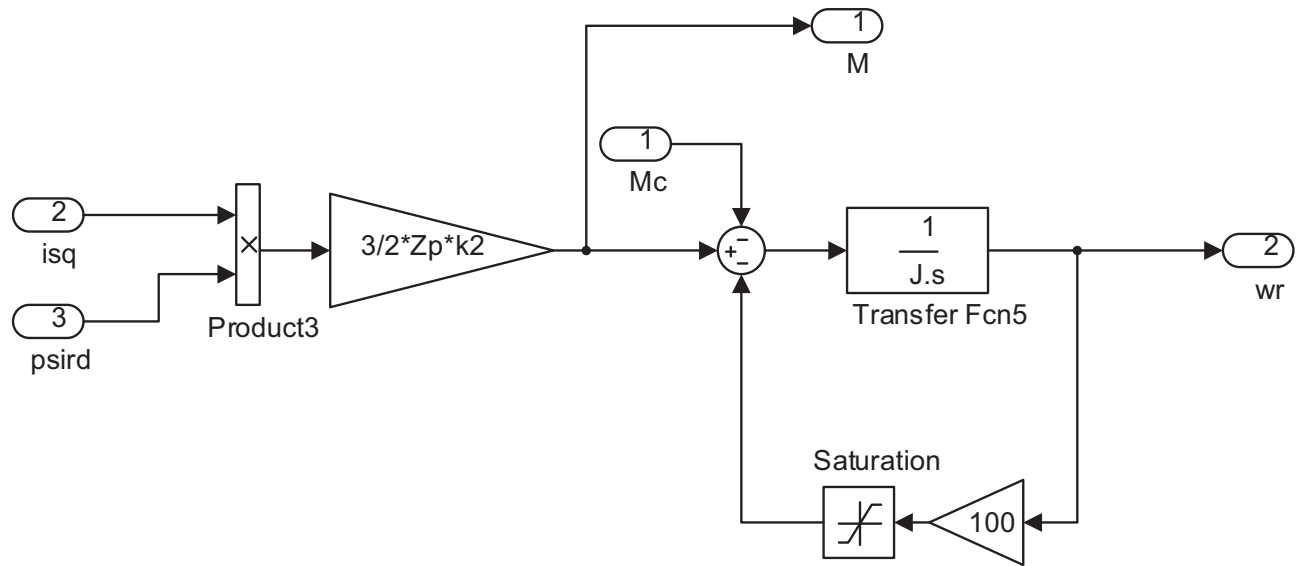


Рисунок А8 – Фрагмент моделі формування швидкості  $\omega_r$

## ДОДАТОК Б

Програма для розрахунку параметрів двигуна та додаткових параметрів

для моделювання.

```

clc
clear all
format compact
%% AD parameters
Pn=2.2e3; kkd=0.93; J=0.0021*2; lambda=2;
cos_fi=0.90; Zp=1; f=50; sn=0.0053; sk=0.312;
U1l=380;
% Parametru G-podibnoi shemu u vidnosnuy od.
R_sg=0.026; x_sg=0.052; R_rg=0.014; x_rg=0.11;
R_rg_kz=0.5; xmg=4.4;
% Rozrahunok nominal`nuh parametriv AD
ws=2*pi*f; w0=ws/Zp; wn=w0*(1-sn);
Mn=Pn/wn; Mk=Mn*lambda; U1f=U1l/sqrt(3);
I1f=Pn/(3*U1f*kkd*cos_fi), psis0=sqrt(2)*U1f/ws;
Rn=U1f/I1f;
% Rozrahunok parametriv T-podibnoi shemu
c1=(xmg+sqrt(xmg^2+4*x_sg*xmg))/(2*xmg);
x_st=x_sg/c1; x_rt=x_rg/(c1^2);
R_st=R_sg/c1; R_rt=R_rg/(c1^2);
x1=x_st*Rn; x2=x_rt*Rn; xm=xmg*Rn;
R1=R_st*Rn; R2=R_rt*Rn; Rs=R1; Rr=R2;
Lsig1=x1/ws; Lsig2=x2/ws; Lm=xm/ws;
L1=Lm+Lsig1; L2=Lm+Lsig2; Ls=L1; Lr=L2;
Ls_sig=Lsig1; Lr_sig=Lsig2;
%% Parametru dla modeluvan`a
Usna=U1f*sqrt(2); Usfm=Usna;
T2=L2/R2; Tr=T2;
k1=Lm/L1; ks=k1;
k2=Lm/L2; kr=k2;
R12=R1+(k2^2)*R2; Rsr=R12;
lam=sqrt(Rsr/Rr);
sig=1-k1*k2;
Ls1=sig*L1; Lr1=sig*L2;
Tr1=Lr1/Rr; Ts1=Ls1/Rs;
tr0=J*wn/Mn;
to=sqrt(3)*Tr*lam;

T12=sig*L1/R12; Tsr=T12;

psir0=psis0*k1;
isd0=psir0/Lm;
psiropt=sqrt(2/3*Mn*L2/Zp);
otn_psi=sqrt(2/3*Mn*L2/Zp)/sqrt(2/3*Mn*0.5*L2/Zp);

Rd=R1;
kr=Lm/L2;
Rq=R1+kr^2*R2;
km=3/2*Zp*kr; kt=km
km1=3/2*Zp*kr/Ls1
kd=(Rq/(Rd*kr^2))^(1/4)

Mc=Mn;
Tp=2e-4;
Ti=4*Tp;
Tf=2*Ti;

```



```

Tw=2*Ti;
To=3*Tw;
tr0=J*2*w0/(0.7*Mn);
Cm=3/2*Zp*k2*psir0;

Krs=J/Cm/Tw;
Krs1=J/Tw;

fir_n=sqrt(2/3*Mn/Zp*L2);
isd_n=fir_n/Lm
isq_n=Mn/kt/isd_n;
Is_na=11f*sqrt(2)
Is_m=lambda*Is_na

Cm_n=3/2*Zp*k2*psir0
Krs_n=J/Cm_n/Tw
KrsC=Krs*psir0

isq_0=Mn/kt/isd0
Lsig=Lsig1;

psiropt=sqrt(2/3*Mn*L2/Zp)
otn_psi=sqrt(2/3*Mn*L2/Zp)/sqrt(2/3*Mn*0.5*L2/Zp)

Rd=R1;
kr=Lm/L2;
Rq=R1+kr^2*R2;
km=3/2*Zp*kr; kt=km
km1=3/2*Zp*kr/Ls1
Topt=T2*sqrt(1+((kr^2)*R2/R1))
t0=sqrt(3)*Topt
kd=(Rq/(Rd*kr^2))^(1/4)
Rfe=288
kec=1/Rfe%0.002/4
Rec=Rfe;%1/kec
kh=0.706
TS=Lsig1/(R1+Rec)
TR=Lsig2/(R2+Rec)
% Rst=5000;
% Ke=0.0002
% Kh=0.0002*0
% Km=0.00075*0
%
% Rst=1/Ke;
Idtab=[0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13]
Lmtab=[0.154, 0.155, 0.153, 0.148, 0.14, 0.133, 0.125 0.119 0.116,0.114,
0.113 0.112, 0.111 0.111]+0.018;
Lm_nd=0.158;
Id_nd=5.66;
Idtabsh=Idtab/Id_nd
Lmtabsh=Lmtab/Lm_nd
Id_my=Idtabsh*isd_n;
Lm_my=Lmtabsh*Lm;

plot(Id_my,Lm_my)
%ylim([0.08 0.16])
grid on

```

## Програма для побудови залежності ККД від зміни параметрів двигуна.

```

R1dv=linspace(0.5,1.5,ktoch)*R1n;
R2dv=linspace(0.5,1.5,ktoch)*R2n;
Lmdv=linspace(0.5,1.5,ktoch)*Lmn;
Lsig1dv=linspace(0.5,2,ktoch)*Lsig1n;
Lsig2dv=linspace(0.5,2,ktoch)*Lsig2n;
PAR=[R1dv; R2dv; Lmdv; Lsig1dv; Lsig2dv];
PARn=[R1n; R2n; Lmn; Lsig1n; Lsig2n];
for j=1:3*length(PAR(:,1))
    for i=1:length(PAR(j,:))
        switch j
            case 1
                R1d=PAR(j,i);R2d=R2n;Lmd=Lmn;Lsig1d=Lsig1n;Lsig2d=Lsig2n;
                tit='Варіація опору статора';
            case 2
                R2d=PAR(j,i);R1d=R1n;Lmd=Lmn;Lsig1d=Lsig1n;Lsig2d=Lsig2n;
                tit='Варіація опору ротора';
            case 3
                Lmd=PAR(j,i);R1d=R1n;R2d=R2n;Lsig1d=Lsig1n;Lsig2d=Lsig2n;
                tit='Варіація взаємодукції';
            case 4
                Lsig1d=PAR(j,i);R1d=R1n;R2d=R2n;Lmd=Lmn;Lsig2d=Lsig2n;
                tit='Варіація індуктивності статора';
            case 5
                Lsig2d=PAR(j,i);R1d=R1n;R2d=R2n;Lmd=Lmn;Lsig1d=Lsig1n;
                tit='Варіація індуктивності ротора';
        end
        %%Rozrahunok parametriv modeli AD
        L1d=Lmd+Lsig1d; L2d=Lmd+Lsig2d;
        T2d=L2d/R2d;
        k1d=Lmd/L1d;
        k2d=Lmd/L2d;
        R12d=R1d+(k2d^2)*R2d;
        lamd=sqrt(R12d/R2d);
        sigd=1-k1d*k2d;
        T12d=sigd*L1d/R12d;
        sigd=1-k1d*k2d;
        Ls1d=sigd*L1d;
        %%Simulation
        sim('Flux_Var_oshurko_robast')
        kkd(j,i)=disp(length(disp(:,4)),4);
        I(j,i)=Is(length(Is(:,1)),1);
    end
    figure
    plot(PAR(j,:)/PARn(j),kkd(j,:))
    grid on
    title([tit,', ККД'])
    % figure
    % plot(PAR(j,:)/PARn(j),I(j,:))
    % grid on
    % title([tit,', Струм статора'])
end

```